



HAL
open science

De la conversion piézoélectrique à la récupération d'énergie

Adrien Badel

► **To cite this version:**

Adrien Badel. De la conversion piézoélectrique à la récupération d'énergie. Energie électrique. CO-MUE Université Grenoble Alpes 2016. tel-01495323

HAL Id: tel-01495323

<https://theses.hal.science/tel-01495323v1>

Submitted on 28 Mar 2017

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

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

Mémoire d'habilitation à diriger des recherches

Présenté par

Adrien Badel

Ecole Doctorale SISEO

De la conversion piézoélectrique à la récupération d'énergie

HDR soutenue publiquement le **3 novembre 2016**, devant le jury composé de :

François Costa, professeur, Université Paris Est Créteil, rapporteur

Hélène Debéda, maître de conférences HDR, Université de Bordeaux, rapporteur

Luc Fréchette, professeur, Université de Sherbrooke, Canada, rapporteur

Skandar Basrour, professeur, Université Grenoble Alpes, président

Claude Richard, professeur, INSA de Lyon

Gaël Pilonnet, chercheur HDR, CEA Grenoble

Jacques Lottin, professeur, Université Savoie Mont Blanc

Laboratoire SYMME

Polytech Annecy Chambéry

Université Savoie Mont Blanc

INTRODUCTION	5
I DOSSIER ADMINISTRATIF	6
1 CURRICULUM VITAE	6
2 PROJETS DE RECHERCHE NATIONAUX ET INTERNATIONAUX	9
3 COLLABORATIONS DE RECHERCHE	10
4 ENCADREMENT	11
5 ANIMATION SCIENTIFIQUE ET RAYONNEMENT	13
6 PUBLICATIONS	15
II VISION D'ENSEMBLE DES TRAVAUX DE RECHERCHE	23
1 SYNTHESE DES ACTIVITES ET COHERENCE GENERALE	23
2 MICRO-POSITIONNEMENT ET AMORTISSEMENT VIBRATOIRE	27
3 MICRO-SOURCES D'ENERGIE	31
III RECUPERATION D'ENERGIE VIBRATOIRE	35
1 MODELE DE GENERATEURS INERTIELS (R1)	36
2 CIRCUITS D'EXTRACTION D'ENERGIE (R2 ET R3)	38
3 OSCILLATEURS ELECTROMECHANIQUES (R4 ET R5)	58
4 ASSOCIATION DE GENERATEURS BISTABLES AVEC LE CIRCUIT OSECE	68
5 VALORISATION TECHNOLOGIQUE	70
IV PERSPECTIVES	73
1 GENERATEURS INERTIELS BISTABLES AMELIORES	73
2 NOUVELLES ARCHITECTURES DE RECUPERATION D'ENERGIE VIBRATOIRE	74
3 CONVERSION D'ENERGIE ELECTROMECHANIQUE DANS DES SYSTEMES COMPLEXES	76
CONCLUSION	78
REFERENCES	79
ANNEXES	83
1 ARTICLE 1 – FIGURE DE MERITE POUR GENERATEURS INERTIELS	85
2 ARTICLE 2 – GENERATEUR PIEZOELECTRIQUE BISTABLE MONOBLOC	97
3 ARTICLE 3 – TECHNIQUE D'EXTRACTION D'ENERGIE NON-LINEAIRE OSECE	103
4 ARTICLE 4 – GENERATEUR ELECTROMAGNETIQUE ET CIRCUIT SMFE	117

Introduction

J'ai débuté mon parcours de recherche en 2002 au laboratoire Génie Electrique et Ferroélectricité de l'INSA de Lyon par une thèse intitulée « Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non-linéaire ». Après un postdoc de deux ans à « l'Institut of Fluid Science » de l'Université du Tohoku au Japon, j'ai été recruté comme maître de conférences au laboratoire SYMME en novembre 2007, en section 63 (Génie électrique, électronique, photonique et systèmes), sur un profil recherche et enseignement axé sur la mécatronique. Au sein du laboratoire SYMME, j'ai pu poursuivre mes activités dans le domaine de l'amortissement des vibrations et de la récupération d'énergie et les enrichir par des thématiques connexes. Avec mon collègue Fabien Formosa, maître de conférences en section 60, nous avons ainsi pu développer un thème « Micro-sources d'énergie » émergeant au laboratoire en 2007 et actuellement mature et reconnu.

Ce manuscrit se compose de quatre parties.

La première partie constitue le dossier administratif de ma candidature à l'Habilitation à Diriger des Recherches. Elle décrit mon parcours professionnel par les synthèses de mes activités d'enseignement, de recherche et les responsabilités administratives que j'ai exercées. Elle donne des informations quantitatives sur l'encadrement doctoral, la production scientifique, les projets de recherche et les collaborations associées.

La deuxième partie propose une vision d'ensemble des thématiques de recherche abordées depuis mon doctorat jusqu'à aujourd'hui. Ces activités sont regroupées suivant deux thèmes : « Micro-positionnement et amortissement vibratoire » d'une part et « Micro-sources d'énergie » d'autres part. Les différentes thématiques abordées sont décrites succinctement, et leurs poids relatifs quantifiés. Les points communs et la cohérence générale sont mis en avant : approche multi-physique, exploitation de non-linéarités mécaniques et/ou électriques, conversion électromécanique, modélisations et validations expérimentales.

La troisième partie se focalise sur la récupération d'énergie vibratoire qui fonde la thématique « Micro-sources d'énergie » et qui est le travail le plus représentatif de mes activités de recherche. Cette partie décrit plus en détails différents aspects fondamentaux pour le développement de générateurs inertiels innovants : la modélisation de systèmes électromécaniques oscillants, l'étude de circuits électroniques non-linéaires pour optimiser l'extraction d'énergie et l'utilisation d'oscillateurs non-linéaires pour l'amélioration de la bande passante.

La quatrième partie présente les perspectives de ces travaux, sur des aspects fondamentaux et plus applicatifs.

Le détail de ma production scientifique est donné dans la première partie tandis que les autres références bibliographiques sont listées en fin de manuscrit. En annexe, figurent quatre articles récents représentatifs des activités présentées dans ce rapport ; les citations de ces articles figurent en rouge.

I Dossier administratif

1 Curriculum Vitae

Adrien BADEL, 37 ans

Né le 21 Juin 1979 à Firminy (Loire), nationalité française

1.1 Situation actuelle

Maître de conférences (section 63 : Génie électrique, électronique, photonique et systèmes)

Université Savoie Mont Blanc (USMB)

Polytech Annecy-Chambéry

Laboratoire SYMME (Systèmes et Matériaux pour la Mécatronique, EA 4144)

1.2 Cursus

2002 – 2005	<p>Thèse de doctorat, Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF), INSA de Lyon et Laboratoire LOCIE de l'Université de Savoie.</p> <p>Mention Très Honorable avec les félicitations du jury</p> <p>Sujet : <i>Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non-linéaire</i></p> <p>Soutenue le 21 octobre 2005 à l'INSA de Lyon, devant le jury composé de :</p> <ul style="list-style-type: none">- Daniel Guyomar, Professeur, INSA de Lyon, Directeur de thèse- Manuel Lagache, Maître de conférences, Université de Savoie, Co-encadrant- Frédéric Bouillault, Professeur, Université Paris Sud, Rapporteur- Daniel Royer, Professeur, Université Paris 7, Rapporteur- Jean-Yves Cavaillé, Professeur, INSA de Lyon- Jean Paul Yonnet, Directeur de Recherche, INP Grenoble
1999 – 2002	<p>Ingénieur Génie Electrique de l'INSA de Lyon. Félicitations du jury</p> <p>DEA de Génie Electrique de Lyon. Mention Très Bien</p>

1.3 Activités professionnelles

Depuis 2007	<p>Maître de Conférences à l'Université Savoie Mont Blanc</p> <p>Enseignant à Polytech Annecy-Chambéry et chercheur au Laboratoire Systèmes et Matériaux pour la Mécatronique (SYMME)</p>
2005 – 2007	<p>Postdoc, Intelligent System Laboratory, Institute of Fluid Science, Université du Tohoku, Japon. Allocataire de la JSPS (Japanese Society for the Promotion of Science)</p>

1.4 Synthèse des activités de recherche

Domaines de recherche

Thèmes	Thématiques	Mots Clefs
Micro-positionnement et amortissement vibratoire	Amortissement vibratoire 2003 – 2013	Matériaux piézoélectriques Amortissement semi-passif, semi-actif, actif Isolation vibratoire
	Contrôle d'actionneurs piézoélectriques 2005 – 2013	Micro ou nano-positionnement Asservissement sans capteur mécanique Opérateur d'hystérésis inverse
Micro-sources d'énergie	Récupération d'énergie vibratoire Depuis 2003	Transduction piézoélectrique et électromagnétique Techniques d'extraction d'énergies non-linéaires Oscillateurs non-linéaires
	Micromachines thermiques Depuis 2012	Valorisation de l'énergie thermique basse température (<200°C) Cycle de Stirling Machines double action à pistons libres

Production scientifique (2003 – 2015)

- 2 brevets nationaux
- 3 chapitres d'ouvrage
- 3 conférences invitées
- 42 articles dans des revues internationales avec comité de lecture
- 45 conférences internationales avec actes
- 4 conférences internationales sans acte
- 14 conférences nationales avec actes

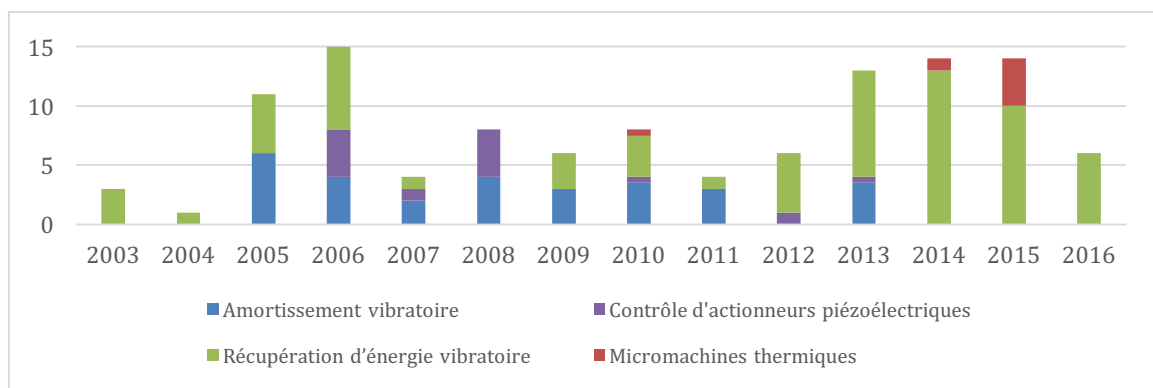


Figure 1 Nombre de communications scientifiques par thématiques de recherche

Le graphique de la Figure 1 présente une synthèse des communications scientifiques. Le jeu de couleurs est repris dans la liste de publication (section 6) pour rendre plus lisibles les répartitions dans les différentes thématiques. L'ensemble de ces communications a fait l'objet de 2964 citations (dont 2013 depuis 2011). L'indice h correspondant est de 22. Source : Google Scholar, juin 2016.

Encadrement (détaillé section 4)

- 6 étudiants de masters
- 1 postdoc
- 4 thèses soutenues
- 3 thèses en cours

Expertises (détaillées section 5.6)

- Editeur associé du Journal of Intelligent Materials Systems and Structures (JIMSS), Sage Publication
- Expert pour l'OMNT, l'ANR, le Programme ECO-SUD, La City University of Honk Kong, Innoviris
- Reviewer pour des journaux internationaux dans le domaine des matériaux/structures intelligents

1.5 Synthèse des activités d'enseignement

Disciplines enseignées	Génie Electrique (Electronique, Electrotechnique, Capteurs) Automatique (Continue, Echantillonnée) Mécatronique
Responsable de modules pédagogiques à Polytech Annecy Chambéry	EEATS501 – Electricité, depuis 2009 MGM599 – Projets transverses, depuis 2015 EEATS651 – Métrologie, chaîne de mesure, 2009 – 2015 EEATS744 – Commande bas niveau, depuis 2010 EEATS941 – Systèmes/Capteurs communicants, depuis 2014 MGM1053 – Modèles multi-physiques, depuis 2009
Responsabilités pédagogiques	Responsable pédagogique de la 4 ^{ème} année pour la spécialité Mécanique Productive (MP) de l'ITII des deux Savoies en partenariat avec Polytech Annecy Chambéry (depuis 2015) Responsable pédagogique de la 5 ^{ème} année des filières Ingénierie Mécanique (IM) et Mécatronique (MT) pour la spécialité Mécanique Matériaux (MM) de Polytech Annecy Chambéry (2011 – 2015)
Montage de filière	Responsable pédagogique pour la mise en place du parcours Conception et Mécatronique (CM) pour la spécialité MP de l'ITII. Ce travail a abouti à la création du parcours en 2015 et à l'augmentation du flux d'apprentis (+12).
Services (equiv. TD)	2015 – 2016 : 270h 2014 – 2015 : 395h 2013 – 2014 : 315h 2012 – 2013 : 361h

1.6 Synthèse des activités administratives

Comité d'administration	Membre du Conseil d'Administration de l'ITII des 2 Savoies (depuis décembre 2013)
Responsable de groupe	Animateur du groupe de compétences Conception, Instrumentation et Contrôle de Systèmes (CICS) du laboratoire SYMME depuis décembre 2014 (groupe constitué de 3 professeurs des universités, 8 maître de conférences et entre 8 et 10 doctorants et postdocs)
Conseil du laboratoire SYMME	Membre en tant que responsable du groupe CICS (depuis janvier 2015) Membre élu (2011-2014)
Bureau du laboratoire SYMME	Membre en tant que responsable du groupe CICS (depuis janvier 2015)

2 Projets de recherche nationaux et internationaux

2.1 Responsabilités de projets de recherches

2015 – 2016 130k€	SATT Linksum	Porteur de projet
	Projet de maturation technologique PULSCE (Pulsation Cell)	
2012 – 2015 Bourse de thèse	Assemblée des Pays de Savoie (APS) / CETIM	Porteur de projet
	<i>Développement de structures hybrides piézoélectriques pour micro sources d'énergies</i> (Thèse de Florian Huet)	
2011 – 2015 240k€ (SYMME)	ANR REVILABA (ANR-11-JS09-002-01 – JCJC)	Porteur de projet
	Récupération d'Energie Vibratoire Large Bande (ce projet inclus le financement de la Thèse de Weiqun Liu)	
2011 – 2014 Bourse de thèse	ARC Energie	Porteur de projet
	<i>Récupération d'énergie vibratoire large bande à partir de transducteurs piézoélectriques</i> (Thèse de Yipeng Wu)	
2009 – 2012 Bourse de thèse	APS / Fondation CETIM	Porteur de projet
	<i>Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes : dispositif électromagnétique et circuit électronique d'extraction synchrone</i> (Thèse d'Emmanuelle Arroyo)	
2009 – 2012 Bourse de thèse	APS / Fondation CETIM	Porteur de projet
	<i>Stabilisation et positionnement actifs précis de modules mécaniques</i> (Thèse de Ronan le Breton)	

2.2 Participations à des projets de recherches

	ARC Energie	Resp. scientifique pour SYMME
2016 – 2018 Bourse de thèse	<i>Systèmes et techniques innovants pour la récupération d'énergie vibratoire non-linéaire large bande</i> (Thèse de Thomas Huguet)	
	Partenaires :	
	<ul style="list-style-type: none"> - LGEF, INSA de Lyon, EA682 - SYMME, USMB, EA4144 	
2013 – 2017 55k€ (SYMME)	ANR READMI (ANR-13-BS03-0003-04)	
	<i>Apport à distance de l'énergie et de la commande à des micro-convoyeurs intelligents</i>	
	Remote Energy supply and control of smArt Digital Micro-conveyor	
	Partenaires :	
	<ul style="list-style-type: none"> - Laboratoire Roberval, UTC, UMR7337 (coordinateur) - IEF, Univ. Paris 11, UMR8622 - LPMC, Univ. de Picardie Jules Verne, EA2081 - SYMME, USMB, EA4144 	

2013 – 2016 Bourse de thèse	ARC Energie
	<i>Développement d'une machine de Stirling pour la valorisation d'énergie thermique</i> (Thèse Gwyddyon Feniès) Partenaires : - SYMME, USMB, EA4144 (porteur) - LOCIE, USMB, UMR5271 - G2ELab, UJF, UMR5269
2012 – 2017 208k€ (SYMME)	ANR MISTIC (ANR-12-SEED-0005-01)
	<i>Micro générateurs Stirling pour la récupération d'énergie thermique basse température</i> <i>Low Temperature Waste Heat to Electric Energy using Micro-Stirling Clusters</i> Partenaires : - SYMME, USMB, EA4144 (coordinateur) - UMI-LN2, Univ. de Sherbrooke (Canada), UMI3463 - institut FEMTO-ST, UMR6174
2007 – 2010 100k€ (SYMME)	PPF LAViSta
	<i>Laboratoires d'Annecy travaillant sur les Vibrations et la Stabilisation</i> Partenaires : - SYMME, USMB, EA4144 (coordinateur) - LAPP, USMB, UMR5814

3 Collaborations de recherche

3.1 Collaborations nationales

LGEF, INSA de Lyon	Communications communes : [CO2, ACL1] Co-encadrement de thèse (Thomas Huguët) Collaborations dans le cadre de la thèse de Florian Huet (fabrication de membranes piézoélectriques au LGEF)
IEF, Université Paris Sud	Communications communes : [CO1, CAA10, CAA13] Partenaire dans le cadre de l'ANR READMI
LOCIE, Université Savoie Mont Blanc	Communications communes : [ACL4, ACL7, ACL8, ACL18, CAA8] Co-encadrement de thèses (Yipeng Wu, Weiqun Liu, Gwyddyon Feniès)
LAPP, Université Savoie Mont Blanc	Communications communes : [ACL12, ACL13]
Roberval, Université Technologique de Compiègne	Communication commune : [CAA6] Partenaire dans le cadre de l'ANR READMI
Femto ST	Communication commune : [CAA3] Partenaire dans le cadre de l'ANR MISTIC

3.2 Collaborations internationales

University of Hyogo, Himeji, Japon	Communications communes : [CAA5, CAA7, CAA11] Accueil de Koki Yamamoto en stage de master en 2015 (5 mois) Séjour d'Emmanuelle Arroyo en janvier 2012 (2 semaines) Projet de thèse en collaboration pour 2016 – 2019
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Chine	Communications communes : [ACL20, ACL22, ACL23, ACL24, ACL25] Séjour de Ronan le Breton en mars – avril 2012 (5 semaines)
Ecole polytechnique de Montréal	Communication commune : [ACL5]
Southwest Jiaotong University, Chengdu, Chine	Communications communes : [ACL2, ACL3]

4 Encadrement (depuis 2007)

4.1 Encadrement de postdoc

Linjuan Yan 2014 – 2015	<i>Récupération d'énergie vibratoire opportuniste sur un micro-convoyeur digital électromagnétique</i> Communications : [CAA6] + 1 ACL en révision
-----------------------------------	---

4.2 Encadrement de stages de master 2

Koki Yamamoto 09/2014 – 02/2015 Université de Hyogo	<i>Etude et réalisation d'oscillateurs MEMS bistables</i> Communications : [CAA5, CAA7, CAA11]
Léa Guille 02/2014 – 07/2014 ENI Saint Etienne	<i>Récupération d'énergie vibratoire issue de variations de pression sous le talon lors de la marche</i>
Mir Hossein Jalali 03/2013 – 05/2013 USMB	<i>Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes : Implémentation de la technique OSECE à l'aide de butée mécaniques</i>
Snoussi Hanene 03/2010 – 06/2010 USMB	<i>Modélisation et contrôle de l'hystérésis dans un actionneur piézoélectrique</i> Communications : [ACL15]
Ronan Le breton 03/2009 – 07/2009 Univ. Rennes 1	<i>Conception et réalisation d'un banc d'expérimentation pour du positionnement à l'échelle micrométrique</i>
Maxime Dermont 04/2009 – 09/2009 USMB	<i>Optimisation d'un générateur électromagnétique</i>

4.3 Encadrement et co-encadrement de thèses

<p>Thomas Huguet 2015 – 2018 Encadrement : 35%</p>	<p><i>Systèmes et techniques innovants pour la récupération d'énergie vibratoire non-linéaire large bande</i> Thèse de l'école doctorale EEA (Electronique, Electrotechnique Automatique) de Lyon, soutenance prévue en décembre 2018. Codirigée avec Mickaël Lallart et Lionel Petit (LGEF, INSA de Lyon)</p>
<p>Gwyddyon Feniès 2013 – 2016 Encadrement : 30%</p>	<p><i>Développement et optimisation d'une machine de Stirling pour la valorisation de l'énergie solaire</i> Thèse de l'école doctorale SISEO (Sciences et Ingénierie des Systèmes de l'Environnement et des Organisations) de l'Université Grenoble Alpes, soutenance prévue en septembre 2016. Codirigée avec Fabien Formosa (SYMME, USMB) et Julien Ramousse (LOCIE, USMB). Communications : [ACL4, CAA8, CAA9]</p>
<p>Florian Huet 2012 – 2016 Encadrement : 50%</p>	<p><i>Développement de structures hybrides piézoélectriques pour micro sources d'énergies</i> Thèse de l'école doctorale SISEO de l'Université Grenoble Alpes, soutenance prévue en octobre 2016. Codirigée avec Fabien Formosa (SYMME). Communications : [ACL1, CAA2, CAA12, CNA2, CNA3, CNA7]</p>
<p>Weiqun Liu 2011 – 2014 Encadrement : 30%</p>	<p><i>Conception d'un dispositif de récupération d'énergie vibratoire large bande</i> Thèse de l'école doctorale SISEO de l'Université Grenoble Alpes, soutenue le 27/10/2014. Codirigée avec Fabien Formosa (SYMME) et Amen Agbossou (LOCIE). Communications : [ACL2, ACL3, ACL6, ACL7, ACL11, ACL16, CAA15, CAA17] Situation actuelle : Lecturer at Southwest Jiaotong University, Chengdu, Chine</p>
<p>Yipeng Wu 2011 – 2014 Encadrement : 60%</p>	<p><i>Récupération d'énergie vibratoire large bande à partir de transducteurs piézoélectriques</i> Thèse de l'école doctorale SISEO de l'Université Grenoble Alpes, soutenue le 07/10/2014. Codirigée avec Fabien Formosa (SYMME) et Amen Agbossou (LOCIE). Communications : [ACL8, ACL10, ACL17, CAA16, CAA18, CNA5] Situation actuelle : Lecturer at Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Chine</p>
<p>Ronan Le Breton 2009 – 2013 Encadrement : 80%</p>	<p><i>Stabilisation et positionnement actifs précis de modules mécaniques</i> Thèse de l'école doctorale SISEO de l'Université de Grenoble, soutenue le 05/07/2013. Codirigée avec Bernard Caron (SYMME). Communications : [ACL12, ACL13, ACL15, CAA20, CAA21, CAA25, CAA26, CNA6] Situation actuelle : Maître de Conférences à Supméca Paris</p>
<p>Emmanuelle Arroyo 2009 – 2012 Encadrement : 80%</p>	<p><i>Récupération d'énergie à partir des vibrations ambiantes : dispositif électromagnétique et circuit électronique d'extraction synchrone</i> Thèse de l'Ecole Doctorale SISEO de l'Université de Grenoble, soutenue le 21/11/2012. Codirigée avec Jacques Lottin (SYMME) Communications : [ACL14, ACL20, ACL21, CAA19, CAA23, CNA8, CNA9] Situation actuelle : Postdoc, University of Cambridge, Angleterre</p>

5 Animation scientifique et rayonnement

5.1 Membres de jurys de thèses et de diplôme de recherche et d'innovation (DRI)

Participation dans des jurys autres que ceux des doctorants encadrés :

1 Jury de DRI	Léa Guille , <i>Etude sur le stockage d'énergie miniaturisé</i> , entreprise Piaget, DRI de l'Université Grenoble Alpes, soutenu le 25/09/2015. Examinateur
4 Jurys de thèse	Liuqing Wang , <i>Etude et développement de nouveaux matériaux et structures électroactifs pour la récupération d'énergie</i> , Thèse de l'école doctorale EEA de Lyon, soutenue le 05/11/2014. Examinateur
	Martin Deterre , <i>Vers un récupérateur d'énergie pour stimulateur intracardiaque</i> , Thèse de l'école doctorale STITS de l'Université Paris Sud, soutenue le 09/07/2013. Examinateur
	Dan Wu , <i>Amortissement semi-actif de structures par éléments piézoélectriques connectés en réseaux</i> , Thèse de l'école doctorale EEA de Lyon, soutenue le 29/08/2013. Examinateur
	Bouhadjar Ahmed Seddik , <i>Systèmes de récupération d'énergie vibratoire large bande</i> , Thèse de l'école doctorale EEATS de l'Université de Grenoble, soutenue le 04/10/2012. Invité
	Zhang Qi , <i>Récupération de micro-énergie renouvelable par couplage multiphasique des matériaux : applications aux bâtiments</i> , Thèse de l'Ecole Doctorale SISEO de l'Université de Grenoble, soutenue le 14/04/2011. Examinateur
	Stéphanie Harari , <i>Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques</i> , Thèse de l'Ecole Doctorale MEGA de Lyon, soutenue le 12/10/2009. Examinateur
	Mickaël Lallart , <i>Amélioration de la conversion électroactive de matériaux piézoélectriques et pyroélectriques pour le contrôle vibratoire et la récupération d'énergie – Application au contrôle de santé structurale auto-alimenté</i> , Thèse de l'école doctorale EEA de Lyon, soutenue le 20/11/2008. Invité

5.2 Conférences invitées

<i>Techno-Frontiers exhibition</i> , 20-22 mai 2015, Tokyo, [INV1]	Intervention de 40 minutes. Techno-Frontiers est un salon organisé par la « Japan Management Association » (JMA) dans le domaine de l'électronique, de l'automatique et de la mécatronique (510 entreprises exposantes).
PowerMEMS School, 17-18 décembre 2014, Kobe, [INV2]	Intervention de 45 minutes. L'école PowerMEMS est organisée en préambule à la conférence annuelle PowerMEMS depuis 2013. Elle s'adresse à de jeunes chercheurs ou à des chercheurs confirmés débutants dans le domaine de la récupération d'énergie.
Japanese-French Frontiers of Engineering Symposium, 25-28 février 2012, Kyoto, [INV3]	Intervention de 20 minutes. Le programme franco-japonais Frontières de l'Ingénierie (JFFoE) a permis de rassembler une quarantaine de jeunes chercheuses/chercheurs français et japonais de l'industrie ou du secteur académique, à l'initiative du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche, du Ministère des Affaires Etrangères et Européennes et du CEA côté français, et de la « Japan Science and Technology Agency » (JST) coté japonais.

5.3 Relecture d'articles et activité dans l'édition de journaux scientifiques

Editeur associé	Pour le Journal of Intelligent Materials Systems and Structures (JIMSS), SAGE Publication, depuis novembre 2012. Environ 20 articles suivis par an.
Relecteur régulier pour les journaux suivants :	Sensors and Actuators A, IEEE transactions on Energy Conversion, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Journal of Micromechanics and Microengineering, Smart materials and structures, Meccanica.

5.4 Enseignement doctoral

Intervention lors de l'école PowerMEMS en décembre 2014 (cf. § 5.2).

Interventions portant sur la rédaction d'un article scientifique au sein d'un module proposé aux doctorants par l'école doctorale SISEO (depuis 2015).

5.5 Projet de maturation technologique

Porteur du projet de maturation technologique PULSCE (Pulsation Cell), financé par la SATT Linksum.

Dates	Novembre 2015 – Décembre 2016
Objectif	L'objectif du projet de maturation PULSCE est de faire la preuve de concept applicative d'une technologie innovante de génération d'énergie basée sur la récupération des vibrations ambiantes. Les puissances électriques développées (100 μ W – 500 mW) correspondent à l'alimentation de capteurs autonomes communicants ou de systèmes électroniques nomades basse consommation. Les marchés visés concernent principalement les installations industrielles et le transport.

5.6 Expertises nationales et internationales

Expert pour Innoviris (Institut Bruxellois pour la Recherche et l'Innovation) en 2016

Expert pour le programme ECO-SUD (France – Amérique du Sud) en 2013.

Expert pour la City University of Hong Kong (Appel à projet 2012).

Expert pour l'ANR en 2010 (programme COSINUS), 2013 (programme ECO-TS) et 2014 (Défi 6).

Expert pour l'OMNT (Observatoire des Micro et Nanotechnologies) dans la thématique « micro-sources d'énergie » depuis 2008. L'OMNT est un organisme de veille stratégique qui s'appuie sur le travail d'experts bénévoles. Il a été créé en 2005 par le CEA et le CNRS.

5.7 Organisation de congrès

Organisateur principal des quatrièmes journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie (JNRSE 2014), 7 – 8 avril 2014, Annecy le Vieux. (Une centaine de participants, 8 conférenciers invités venant de France, Japon, Canada et Taïwan)

Membre du comité de programme des JNRSE pour les éditions de 2015 (Paris) et 2016 (Bordeaux)

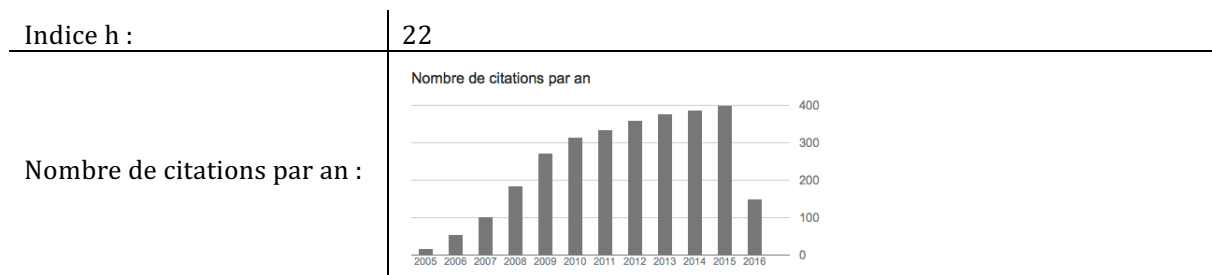
Participation à l'organisation de la conférence internationale «EMM Mecatronics » qui a eu lieu en Mai 2008 au Grand Bornand, à l'initiative du laboratoire SYMME.

5.8 PES/PEDR

Bénéficiaire de la prime d'excellence scientifique (PES) sur la période 2013-2016

6 Publications

6.1 Bibliométrie (source : Google Scholar, juin 2016)



6.2 Brevets

- BR1. A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, “圧電アクチュエータの制御方法”, Procédé de commande pour actionneur piézoélectrique, brevet japonais numéro JP5041405, 3 octobre 2012.
- BR2. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, “Générateur d’énergie électrique à partir d’éléments piézoélectriques soumis à une vibration mécanique comprenant un convertisseur statique d’optimisation de l’énergie produite”, brevet français N 2003/04886 (FR 2854006), 18 Avril 2003.

6.3 Chapitres d’ouvrages

- CO1. A. Badel, E. Lefeuvre, “Nonlinear Conditioning Circuits for Piezoelectric Energy Harvesters”, in Nonlinear vibrational energy harvesting systems for micro- and nanoscale applications, E. Alarcon, E. Blokhina, A. El Aroudi, D. Galayko, Springer, à paraître en 2016.
- CO2. A. Badel, F. Formosa, M. Lallart, “Electromechanical transducers”, in Micro Energy Harvesting, D. Briand, E. Yeatman, S. Roundy, Wiley, pp. 27-59, 2015.
- CO3. D. Guyomar, C. Richard, A. Badel, E. Lefeuvre, M. Lallart, “Energy Harvesting using Non-linear Techniques”, in Energy Harvesting Technologies, S. Priya and D. J. Inman, Springer, pp. 209-266, 2009.

6.4 Publications dans des revues internationales avec comité de lecture

- ACL1. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, J.F. Capsal, M. Lallart, “Vibration energy harvesting device using P(VDF-TrFE) hybrid fluid diaphragm”, *Sensors & Actuators: A. Physical*, 2016
- ACL2. W. Q. Liu, F. Formosa, A. Badel, “Optimization study of a piezoelectric bistable generator with doubled voltage frequency using harmonic balance method”, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2016
- ACL3. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, “A new figure of merit for wideband vibration energy harvesters”, *Smart Materials and Structures*, Vol. 24, N°2, 2015.
- ACL4. G. Féliès, F. Formosa, J. Ramousse, A. Badel, “Double acting Stirling engine: Modeling, experiments and optimization”, *Applied Energy*, Vol. 159, pp. 350-361, 2015
- ACL5. C. H. P. Lorenz, S. Hemour, W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, K. Wu, “Hybrid Power Harvesting for Increased Power Conversion Efficiency”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 25, N°10, pp. 687-689, 2015.
- ACL6. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, N. Bencheikh, A. Agbossou, “A wideband integrated piezoelectric bistable generator: experimental performances evaluation and potential for real environmental vibrations”, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 26, no. 7, pp. 872-877, 2015.

- ACL7. W. Q. Liu, F. Formosa, A. Badel, Y. P. Wu and A. Agbossou, "Self-powered nonlinear harvesting circuit with mechanical switches for a bistable generator with stoppers", *Sensors & Actuators: A. Physical*, Vol. 216, pp. 106-115, 2014.
- ACL8. Y. P. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Q. Liu, A. Agbossou, "Nonlinear vibration energy harvesting device integrating mechanical stoppers used as synchronous mechanical switches", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 25, N°14, pp. 1658-1663, 2014.
- ACL9. F. Formosa, A. Badel, J. Lottin, "Equivalent electrical network model approach applied to a double acting low temperature differential Stirling engine", *Energy Conversion and Management*, Vol. 78, pp. 753-764, 2014.
- ACL10. Y. P. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Q. Liu, A. Agbossou, "Self-powered optimized synchronous electric charge extraction for piezoelectric energy harvesting", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 25, N°17, pp. 2165-2176, 2014.
- ACL11. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu and A. Agbossou, "Wideband energy harvesting using the combination of optimized synchronous electric charge extraction circuit and bistable harvester", *Smart Materials & Structures*, Vol. 22, pp. 125038, 2014.
- ACL12. R. Le Breton, G. Deleglise, J. Allibe, A. Badel, G. Balik, B. Caron, A. Jérémie, J. Lottin, S. Vilalte "Nanometer Scale Active Ground Motion Isolator", *Sensors & Actuators: A. Physical*, Vol. 204, pp. 97-106, 2013.
- ACL13. G. Balik, B. Caron, J. Allibe, A. Badel, J. P. Baud, L. Brunetti, G. Deleglise, A. Jérémie, R. Le Breton, S. Vilalte, "Sub-Nanometer Active Seismic Isolator Control", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N°15, pp. 1789-1795, October 2013.
- ACL14. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Energy harvesting from ambient vibrations: Electromagnetic device and synchronous extraction circuit", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N°16, pp. 2023-2035, 2013.
- ACL15. A. Badel, R. Le Breton, F. Formosa, S. Hanene, J. Lottin, "Precise positioning and active vibration isolation using piezoelectric actuator with hysteresis compensation", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 25, N°2, pp. 155-163, 2013.
- ACL16. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu and A. Agbossou, "Novel piezoelectric bistable oscillator architecture for wideband vibration energy harvesting", *Smart Materials and Structures*, Vol. 22, N°3, pp. 035013, 2013.
- ACL17. Y. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Liu, A. Agbossou, "Piezoelectric Vibration Energy Harvesting by Optimized Synchronous Electric Charge Extraction", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N° 12, pp. 1445-1458, Août 2013.
- ACL18. A. Agbossou, C. L. Pan, Q. Zhang, Z. Feng, A. Badel, F. Formosa, "Piezoelectric tube with helical electrodes: finite element analysis of actuator and energy harvest devices", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N° 10, pp. 1245-1256, Juillet 2013
- ACL19. F. Formosa, A. Badel, H. Favrelière, "Development of low frequencies insulating thick diaphragms for power MEMS applications", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 189, N°15, pp. 370-379, Janvier 2013.
- ACL20. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, Y. Wu, J. Qiu, "Comparison of electromagnetic and piezoelectric vibration energy harvesters: Model and experiments", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 183, pp. 148-156, Août 2012.
- ACL21. E. Arroyo, A. Badel, "Electromagnetic vibration energy harvesting device optimization by synchronous energy extraction", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol. 171, N°2, pp. 266-273, Novembre 2011.
- ACL22. H. Ji, J. Qiu, K. Zhu, A. Badel, "Two-mode Vibration Control of a Beam Using Nonlinear Synchronized Switching Damping Based on the Maximization of Converted Energy", *Journal of Sound and Vibrations*, Vol. 329, N°14, pp. 2751-2767, Juillet 2010
- ACL23. H. Ji, J. Qiu, A. Badel, Y. Chen, K. Zhu, "Semi-active Vibration Control of a Composite Beam by Adaptive Synchronized Switching on Voltage Sources Based on LMS Algorithm",

Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Vol. 20, N°6, pp. 939-947, Mai 2009.

- ACL24. H. Ji, J. Qiu, K. Zhu, Y. Chen, A. Badel, "Multi-modal vibration control using a synchronized switch based on a displacement switching threshold", *Smart Materials and Structures*, Vol. 18, N°3, 8pp, Mars 2009.
- ACL25. H. Ji, J. Qiu, A. Badel, and K. Zhu, "Semi-active Vibration Control of a Composite Beam using an Adaptive SSDV Approach", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 20, N°4, pp. 401-412, Mars 2009.
- ACL26. A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, "Self-Sensing Force Control of a Piezoelectric Actuator", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 55, N°12, pp. 2571-2581, Décembre 2008.
- ACL27. A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, "A new simple asymmetric hysteresis operator and its application to inverse control of piezoelectric actuators", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 55, N°5, pp. 1086-1094, 2008.
- ACL28. A. Badel, J. Qiu, G. Sebald and D. Guyomar, "Self-sensing high speed controller for piezoelectric actuators", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 19, N°3, pp. 395-405, Mars 2008.
- ACL29. E. Salaün, R. Corcolle, F. Bouillault, Y. Bernard, C. Richard, A. Badel, D. Guyomar, "Modélisation de structures de type plaque contenant des matériaux piézoélectriques", *Revue Internationale de Génie électrique*, Vol. 11, N°6, pp.717-730, Janvier 2008.
- ACL30. R. Corcolle, E. Salaün, F. Bouillault, Y. Bernard, C. Richard, A. Badel, D. Guyomar, "Modeling of a beam structure with piezoelectric materials: introduction to SSD techniques", *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 27, N°1, pp. 205-214, Janvier 2008.
- ACL31. M. Lallart, A. Badel, D. Guyomar, "Nonlinear Semi-active Damping using Constant or Adaptive Voltage Sources: A Stability Analysis", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 19, N°10, pp. 1131-1142, Janvier 2008.
- ACL32. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, "Energy harvesting using piezoelectric materials: case of random vibrations", *Journal of Electroceramics*, Vol. 19, N°4, pp.349-355, Décembre 2007.
- ACL33. A. Badel, M. Lagache, D. Guyomar, C. Richard, E. Lefeuvre, "Finite element and simple lumped modeling for flexural nonlinear semi-passive damping", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 18, N°7, pp.727-742, 2007.
- ACL34. A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, C. Richard, "Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 17, pp. 831-839, Septembre 2006.
- ACL35. E. Lefeuvre, A. Badel, L. Petit, C. Richard, D. Guyomar, "Semi passive piezoelectric damping by synchronized switching on voltage sources", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 17, pp. 653-660, Septembre 2006.
- ACL36. D. Guyomar, A. Badel, "Nonlinear semi-passive multi-modal vibration damping: an efficient probabilistic approach", *Journal of Sound and Vibrations*, Vol. 294, N°1-2, pp. 249-268, Juin 2006.
- ACL37. A. Badel, G. Sebald, D. Guyomar, M. Lallart, E. Lefeuvre, C. Richard, J. Qiu, "Piezoelectric Vibration Control by Synchronized Switching on Adaptive Voltage Sources: Towards Wide Band Semi-Active Damping", *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 119, N°5, pp. 2815-2825, Mai 2006.
- ACL38. A. Badel, A. Benayad, E. Lefeuvre, L. Lebrun, C. Richard, D. Guyomar, "Single crystals and nonlinear process for outstanding vibration powered electrical generators", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 53, N°4, pp. 673-684, Avril 2006.

- ACL39. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, D. Guyomar, "A comparison between several vibration-powered generators for standalone systems", *Sensors & Actuators A*, Vol. 126, N°2, pp. 405-416, Février 2006.
- ACL40. A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, C. Richard, "Efficiency enhancement of a piezoelectric energy harvesting device in pulsed operation by synchronous charge inversion", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 16, pp 889-901, Octobre 2005.
- ACL41. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, "Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction", *Journal of Intelligent Materials Systems and Structures*, Vol. 16, pp 865-876, Octobre 2005.
- ACL42. D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, "Towards energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, Vol. 52, N°4, pp. 584-595, Avril 2005.

6.5 Conférences invités

- INV1. A. Badel, "Nonlinear circuits and bistable oscillators for vibration energy harvesters", Techno-Frontier 2015, May 2015, Tokyo, Japan.
- INV2. A. Badel, "Nonlinear circuits for vibration energy harvesters", Proceedings Power MEMS School, November 2014, Awaji, Japan.
- INV3. A. Badel, F. Formosa, E. Arroyo, Y. Wu, W. Liu, "Wide band vibration energy harvesting for wireless sensor nodes", 2nd Symposium Japanese-French Frontiers of Engineering (JFFoE 2012), Février 2012, Kyoto, Japon.

6.6 Congrès internationaux avec actes

- CAA1. E. Lefeuvre, S. Sehok, M. Woytasik and A. Badel, "Interface Circuits and Control Strategies Maximizing the Power Output of Piezoelectric Energy Harvesting devices", 13th International Workshop on Piezoelectric Materials and Applications in Actuators & Energy Conversion Materials and Devices 2016, 21-24 août 2016, Jeju, Corée.
- CAA2. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, "Bimorph hybrid fluid diaphragm device for vibration energy harvesting", Proceedings MECHATRONICS - REM 2016, 15-17 juin 2016, Compiègne, France.
- CAA3. R. Chutani, F. Formosa, M. de Labachellerie, A. Badel and F. Lanzetta, "Microfabrication of hybrid fluid membrane for microengines", Proceedings Power MEMS, 6-9 décembre 2015, Boston, USA.
- CAA4. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, C. Z. Liu, G. G. Hu, "An improved switching control law for the optimized synchronous electric charge extraction circuit", Proceedings Power MEMS, 6-9 décembre 2015, Boston, USA.
- CAA5. K. Yamamoto, T. Fujita, A. Badel, F. Formosa, K. Kanda, K. Maenaka, "Vibration energy harvester with bistable curved beam spring offset by gravitational acceleration", Proceedings Power MEMS, 6-9 décembre 2015, Boston, USA.
- CAA6. L. Yan, A. Badel, L. Petit, F. Formosa, "Frequency up conversion approach to scavenge mechanical energy from an electromagnetic digital actuator", Proceedings Power MEMS, 6-9 décembre 2015, Boston, USA.
- CAA7. K. Yamamoto, T. Fujita, A. Badel, K. Kanda, K. Maenaka, "Design and Fabrication of Parallel Curved Spring for Nonlinear Energy Harvester", Proceeding Eurosensors, 6-9 septembre 2015, Freiburg, Allemagne.
- CAA8. G. Féliès, F. Formosa, J. Ramousse and A. Badel, "Equivalent Electrical Modeling Approach of a Free Piston Stirling Engine", Proceedings ECOS 2015, 29 juin - 3 juillet 2015, Pau, France.

- CAA9. G. Féliès, J. Ramousse, F. Formosa and A. Badel, "Energy and exergy analysis of a free piston Stirling engine", Proceedings ECOS 2015, 29 juin – 3 juillet 2015, Pau, France.
- CAA10. A. Badel and E. Lefeuvre, "Wideband Piezoelectric Energy Harvester Tuned Through its Electronic Interface Circuit", Proceedings Power MEMS, 18-21 novembre 2014, Awaji, Japon.
- CAA11. K. Yamamoto, T. Fujita, A. Badel, F. Formosa, K. Kanda and K. Maenaka, "A Design of Mechanical Frequency Converter Linear and Non-linear Spring Combination for Energy Harvesting", Proceedings Power MEMS, 18-21 novembre 2014, Awaji, Japon.
- CAA12. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, "New nonlinear vibration energy harvesters based on PVDF hybrid fluid diaphragm", Proceedings Power MEMS, 18-21 novembre 2014, Awaji, Japon.
- CAA13. E. Lefeuvre, D. Galayko, P. Basset, A. Badel, F. Formosa, "Electricity Generation from Human Body Motion : Towards self-Supplied Implantable Electronics", Symposium on Biomaterials and Smart Systems, 18-21 novembre 2014, Cergy Pontoise, France.
- CAA14. N. Bencheikh, A. Pagès, T. Forissier, T. Porchez, A. Kras, A. Badel, F. Formosa, "A bistable piezoelectric harvester for wideband mechanical frequency excitation", Actuator, 23-25 juin 2014, Bremen, Allemagne.
- CAA15. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, A. Agbossou, "Integrated bistable generator for wideband energy harvesting with optimized synchronous electric charge extraction circuit", Proceedings Power MEMS, 3-6 décembre 2013, Londres, Angleterre.
- CAA16. Y. P. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Q. Liu, A. Agbossou, "Two self-powered energy harvesting interfaces based on the optimized synchronous electric charge extraction technique", Proceedings Power MEMS, 3-6 décembre 2013, Londres, Angleterre.
- CAA17. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, "Design and optimization of a novel bistable power generator for wireless sensor nodes", Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP 2013), 16-18 avril 2013, Barcelone, Espagne.
- CAA18. Y. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Liu, A. Agbossou, "Vibration Energy Extraction Circuit Optimization by Optimized Synchronous Electric Charge Extraction and Its Self-powered Circuit", The 23rd International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST 2012), 11-13 octobre 2012, Nanjing, Chine.
- CAA19. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Modeling and design of an electromagnetic vibration energy harvester and its dedicated energy extraction circuit", IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2012), 13-16 mai 2012, Graz, Autriche.
- CAA20. G. Balik, L. Brunetti, G. Deleglise, A. Jeremie, L. Pacquet, A. Badel, B. Caron, R. Le breton, A. Latina, J. Pflingstner, D. Schulte, J. Snuverink, "Integration point feedback design and integrated simulations to stabilize the CLIC final focus", the second International Particle Accelerator Conference (IPAC '11), september 2011, San Sebastian, Espagne.
- CAA21. G. Balik, A. Badel, B. Bolzon, L. Brunetti, B. Caron, G. Deleglise, A. Jeremie, R. Le breton, J. Lottin, L. Pacquet, "Beam trajectory control of the future compact linear collider", 8th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (ICINCO), july 2011, Noordwijkerhout, Hollande.
- CAA22. F. Formosa, A. Badel, E. Arroyo, "Electromagnetic generator design for membrane micro Stirling engine", Proceedings Power MEMS, novembre 2010, Louvain, Belgique.
- CAA23. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Synchronized Switch Harvesting Technique Applied to Electromagnetic Vibrations Harvester", Proceedings Power MEMS, novembre 2010, Louvain, Belgique
- CAA24. A. Badel, E. Arroyo, F. Formosa, "A new non linear energy harvesting approach for inertial electromagnetic micro-generator", 8th edition of France-Japan (6th Europe-Asia) Congress on Mechatronics, Mecatronics 2010, novembre 2010, Yokohama, Japon.
- CAA25. G. Balik, A. Badel, B. Bolzon, L. Brunetti, B. Caron, G. Deleglise, A. Jeremie, R. Lebreton, J. Lottin, L. Pacquet, "Stabilization study at the sub-nanometer level of the future

- Compact Linear Collider at the interaction point”, 8th edition of France-Japan (6th Europe-Asia) Congress on Mechatronics, Mecatronics 2010, novembre 2010, Yokohama, Japon.
- CAA26. R. Le Breton, A. Badel and J. Lottin, “Single Degree of Freedom Active Isolation Using Amplified Piezoelectric Actuator with a Hysteresis Compensation Method”, 8th edition of France-Japan (6th Europe-Asia) Congress on Mechatronics, Mecatronics 2010, novembre 2010, Yokohama, Japon.
- CAA27. F. Formosa, T. Büssing, A. Badel, S. Marteau, “Energy harvesting device with enlarged frequency bandwidth based on stochastic resonance”, Proceedings Power MEMS, pp. 229-232, décembre 2009, Washington DC, USA.
- CAA28. L. Brunetti, B. Bolzon, N. Geffroy, A. Jeremie, A. Badel, B. Caron and J. Lottin, “Vibration Stabilization For A Cantilever Magnet Prototype At The Subnanometer Scale”, 11th biennial European Particle Accelerator Conference, EPAC'08, juin 2008 Gênes, Italie.
- CAA29. A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, “Inverse control of a piezoelectric actuator using a new very simple asymmetric hysteresis operator”, 7th edition of France-Japan (5th Europe-Asia) Congress on Mechatronics, Mecatronics 2008, mai 2008, Le Grand Bornand, France.
- CAA30. H. Ji, A. Badel, J. Qiu, E. Lefeuvre, C. Richard and D. Guyomar, “Piezoelectric Vibration Damping by an Enhanced Semi-Passive Method”, 12th Asia-Pacific Vibration Conference, août 2007, Sapporo, Japon
- CAA31. A. Badel, J. Qiu, T. Nakano, “External Force and Displacement Estimation for Self-sensing Control of a Piezoelectric Actuator”, World Forum on Smart Materials and Smart Structures Technology, mai 2007, Chongqin and Nanjing, Chine.
- CAA32. D. Guyomar, E. Lefeuvre, B. Guiffard, A. Benayad, A. Badel and C. Richard, “PMN-PT Single Crystals and Ceramics: Application to Power Harvesting”, 17th International Conference on Adaptive Structures and Technologies, octobre 2006, Taipei, Taiwan.
- CAA33. A. Badel, J. Qiu, “A simple asymmetric hysteresis operator for piezoelectric actuators control”, the 2nd International Conference on Smart Materials & Structures in Aerospace Engineering (SMSAE 2006), 24-26 septembre 2006, Nanjing, Chine.
- CAA34. A. Badel, J. Qiu, G. Sebald and D. Guyomar, “Self-sensing high speed controller for piezoelectric actuators”, Smart Materials for Engineering & Biomedical Application (SMEBA 2006), 22-23 septembre 2006, KAIST, Daejeon, Corée.
- CAA35. D. Guyomar, B. Guiffard, E. Lefeuvre, L. Petit, C. Richard and A. Badel, “Materials and Techniques for High Effectiveness Piezoelectric Power Harvesters”, 15th International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, août 2006, Sunset Beach, NC, USA.
- CAA36. J. Qiu, A. Badel, “Self-sensing controller design for a piezoelectric actuator”, Japan France Seminar on Intelligent Materials (JFSIM 2006), juin 2006, Nice, France.
- CAA37. R. Corcolle, E. Salaün, F. Bouillault, Y. Bernard, C. Richard, A. Badel, D. Guyomar, “Modeling of a beam structure with piezoelectric materials: introduction to SSD techniques”, 7th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2006), 19-22 juin 2006, Aussois, France.
- CAA38. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, “Optimization of piezoelectric electrical generators powered by random vibrations”, Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, avril 2006, Stressa, Italie.
- CAA39. E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, “Energy harvesting using piezoelectric materials: case of random vibrations”, POLECER International Conference: Piezoceramics for end-users, mars 2006, Lillehammer, Norvège.
- CAA40. A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, C. Richard, J. Qiu, “A Stochastic Semi-passive Vibration Control Technique”, 2nd International Conference on Flow Dynamics, novembre 2005, Sendai, Japon.
- CAA41. D. Guyomar, A. Badel, A. Faiz, E. Lefeuvre, C. Richard, C. Buttay, “Piezoelectric energy conversion enhancement for random vibrations: A probabilistic approach applied to

vibration control, wave control and energy harvesting”, International joint conference JFSIMS & SMEBA, octobre 2005, Tokyo, Japon.

- CAA42. M. Lallart, A. Badel, D. Guyomar, “Nonlinear semi-passive damping using constant or adaptive voltage sources : A stability analysis”, 16th International Conference on Adaptive Structures and Technologies, octobre 2005, Paris, France.
- CAA43. D. Guyomar, A. Badel, C. Richard, E. Lefevre, “Vibration control based on a probabilistic nonlinear processing of the piezoelement output voltage”, ASME Biennial Conference on Mechanical Vibration and Noise, septembre 2005, Long Beach, California, USA.
- CAA44. E. Lefevre, A. Badel, C. Richard, D. Guyomar, “A comparison between several approaches of piezoelectric energy harvesting”, International Workshop on Electro-active Materials and Sustainable Growth, mai 2005, Abbey Les Vaux de Cernay, France.
- CAA45. E. Lefevre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, D. Guyomar, “High efficiency piezoelectric vibration energy reclamation”, Proc of SPIE 11th International Symposium on Smart Structures and Materials, Vol. 5390, pp. 379-387, mars 2004, San Diego, California, USA.

6.7 Congrès internationaux sans actes

- CSA1. A. Jérémie, A. Badel, B. Caron, R. Lebreton, J. Lottin, G. Balik, J. P. Baud, L. Brunetti, G. Deleglise, L. Paquet, “CLIC MDI Stabilisations studies”, International Workshop on Future Linear Colliders (LCWS11), septembre 2011, Grenade, Espagne.
- CSA2. A. Jérémie, G. Balik, B. Bolzon, L. Brunetti, G. Deleglise, A. Badel, B. Caron, R. Lebreton, J. Lottin, “CLIC MDI Stabilization update”, International Workshop on Future Linear Colliders (LCWS10), octobre 2010, CERN, Suisse.
- CSA3. D. Guyomar, A. Badel, C. Richard, “A new non-linear processing of piezoelement: application to vibration control, wave control and energy harvesting”, US-Navy Workshop on Acoustic Transduction Materials and Devices, mai 2005, PennState University, USA.
- CSA4. A. Badel, E. Lefevre, C. Richard, D. Guyomar, “Energy harvesting using piezoelectric elements associated with a synchronized switch technique”, US-Navy Workshop on Acoustic Transduction Materials and Devices, avril 2003, PennState University, USA.

6.8 Congrès nationaux avec actes

- CNA1. D. Feith, A. Badel, V. Szymanski, F. Formosa, “A wireless sensor platform powered by ambient vibrations”, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 9-10 mai 2016, Bordeaux, France
- CNA2. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, “New linear vibration energy harvesters based on bimorph PVDF hybrid fluid diaphragm”, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 20-21 mai 2015, Orsay, France.
- CNA3. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, “Energy harvester with hybrid fluid diaphragm”, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 7-8 avril 2014, Annecy, France.
- CNA4. W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, A. Agbossou, “Integrated bistable generator for wideband vibration energy harvesting”, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 7-8 avril 2014, Annecy, France.
- CNA5. Y. P. Wu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, W. Q. Liu, “Two self-powered energy extraction circuits based on the OSECE technique”, Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 7-8 avril 2014, Annecy, France.

- CNA6. R. Le Breton, G. Deleglise, A. Badel, J. Allibe, G. Balik, L. Brunetti, B. Caron, A. Jeremie, J. Lottin, S. Vilalte, "Système d'isolation active des nano-mouvements du sol pour masses importantes", 21ème Congrès Français de Mécanique, 26-30 août 2013, Bordeaux, France
- CNA7. F. Huet, F. Formosa, A. Badel, "Hybrid fluid diaphragm structures for vibration energy harvesting applications", Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, 27-28 mars 2013, Toulouse, France.
- CNA8. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Conception et optimisation d'un microgénérateur de type électromagnétique pour récupérer les vibrations ambiantes", Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, mars 2012, Grenoble, France.
- CNA9. E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Technique non-linéaire de récupération d'énergie pour un microgénérateur de type électromagnétique", Journées nationales sur la récupération et le stockage d'énergie pour l'alimentation des microsystèmes autonomes, octobre 2010, Paris, France.
- CNA10. A. Badel, F. Formosa, S. Marteau, "Micro-génération d'énergie à partir des vibrations ambiantes", Congrès Français de Mécanique, août 2009, Marseille, France
- CNA11. A. Badel, J. Qiu, "Feedforward/feedback self-sensing tracking control of a piezoelectric actuator", Dynamics and Design Conference, 6-8 août 2006, Nagoya, Japon.
- CNA12. E. Salaün, R. Corcolle, F. Bouillault, Y. Bernard, C. Richard, A. Badel, D. Guyomar, "Modélisation de structures de type plaque contenant des matériaux piézo-électriques", Matériaux du Génie Electrique, décembre 2005, Lyon, France.
- CNA13. G. Sebald, A. Badel, J. Qiu, D. Guyomar, "Semi-active damping using piezoelectric device: Application to wide band signals", Mechanical Engineering Congress, septembre 2005, Tokyo, Japon.
- CNA14. A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, D. Guyomar, "Récupération d'énergie à partir de matériaux actifs et amélioration de la conversion par traitement non-linéaire", Electronique du Futur, décembre 2003, Supelec, France.

II Vision d'ensemble des travaux de recherche

Cette partie donne une vision d'ensemble des activités de recherche abordées. Une première section décrit la cohérence générale des travaux entrepris, au travers notamment d'un modèle élémentaire commun. Les deux sections suivantes illustrent ces activités, en les organisant autour de deux thèmes : « Micro-positionnement et amortissement vibratoire » et « Micro-sources d'énergie ». La *partie III* suivante se focalise sur la thématique de la récupération d'énergie vibratoire.

1 Synthèse des activités et cohérence générale

1.1 Thématiques de recherche

Le tableau synthétique ci-après (Tableau 1) présente les différentes activités de recherche que j'ai développées depuis mon inscription en thèse en novembre 2002. Les pourcentages correspondent au nombre de communications associées à chaque thématique par rapport à l'ensemble des publications. Ces activités s'organisent autour de deux thèmes.

Le premier thème concerne l'amortissement et l'isolation vibratoire de structures mécaniques par des méthodes semi-passives, semi-actives et actives. Le deuxième thème concerne la valorisation des énergies ambiantes, en utilisant des générateurs piézoélectriques ou électromagnétiques pour la récupération d'énergie vibratoire ou en utilisant des micromachines thermiques pour l'exploitation de gradients thermiques de faible amplitude (<200°C).

Les marqueurs A_i , C_i , R_i et M_i sont repris dans la suite du manuscrit pour faire le lien entre les travaux présentés et les activités décrites dans le Tableau 1.

Thèmes	Thématiques	Activités de recherche	
Micro-positionnement et amortissement vibratoire	Amortissement vibratoire (26%)	A ₁	Amortissement vibratoire semi-passif à partir d'inserts piézoélectriques
		A ₂	Isolation active des vibrations
	Contrôle d'actionneurs piézoélectriques (11%)	C ₁	Modélisation de l'hystérésis et de la dynamique
		C ₂	Contrôle du déplacement ou de la force sans capteur mécanique
Micro-sources d'énergie	Récupération d'énergie vibratoire (58%)	R ₁	Modélisation de générateurs inertiels
		R ₂	Circuits non-linéaires d'extraction d'énergie pour générateurs piézoélectriques
		R ₃	Circuit non-linéaire d'extraction d'énergie pour générateurs électromagnétiques
		R ₄	Générateurs piézoélectriques non-linéaires (bistables, raidissants)
		R ₅	Membrane hybride fluide - matériau piézoélectrique
	Micromachines Thermiques (5%)	M ₁	Modélisation par schémas électriques équivalents
		M ₂	Conversion électromécanique pour micromachines thermique

Tableau 1 Synthèse des activités de recherche

La Figure 2 présente une analyse sémantique de type « nuage de mots clefs » pour l'ensemble des titres des communications scientifiques listées *section I6*. Elle met en évidence les termes *energy* (associé à *harvesting*), *piezoelectric* et *vibration*.

Le point commun entre les deux thèmes de recherche abordés est en effet la transduction piézoélectrique qui fait le lien entre le domaine des vibrations et celui de l'énergie électrique. L'effet piézoélectrique inverse est utilisé pour l'actionnement ou l'amortissement vibratoire (mot clef *actuator*) et l'effet direct est exploité pour la récupération d'énergie vibratoire (mot clef *generator*).

Hormis la piézoélectricité, les vibrations et l'énergie, d'autres points communs peuvent être mis en avant :

- Une approche multi-physique et pluridisciplinaire : mécanique (dynamique, vibration), électromécanique (piézoélectricité, électrodynamique), électricité (électronique, électronique de puissance, instrumentation, systèmes embarqués), automatique, thermique et thermodynamique.
- La prise en compte ou l'exploitation de non-linéarités : électromécaniques (hystérésis ferroélectrique), mécaniques (oscillateurs raidissants, bistables) et électriques (circuits à commutations synchronisés)
- Le contrôle (amortissement actif, recherche d'instabilité pour les machines de Stirling)
- La validation expérimentale systématique. Toutes les approches théoriques développées ont fait l'objet d'études expérimentales et de comparaison modèles – essais. J'ai ainsi activement contribué à l'enrichissement des équipements du laboratoire pour permettre l'étude expérimentale de systèmes électromécaniques.

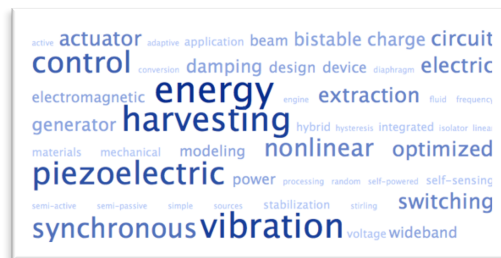


Figure 2 Analyse sémantique graphique des titres des publications (section I6)

1.2 Un modèle élémentaire commun aux différentes thématiques

Dans cette section, un modèle simple de structure mécanique intégrant un élément piézoélectrique, ou des éléments piézoélectriques électriquement connectés en série ou en parallèle, est décrit. L'objectif est de présenter un objet d'étude élémentaire et commun pour l'ensemble des thématiques de recherche abordées.

Le couplage entre les vibrations et l'énergie électrique par l'utilisation d'un élément piézoélectrique peut être ramené à un modèle à constantes localisées, tel que représenté sur la Figure 3. Ce modèle linéaire élémentaire à une seule fréquence de résonance ne permet pas de rendre compte de toutes les configurations mises en œuvre, mais son étude est un préalable à des modélisations plus complexes (modes de résonance multiples, non-linéarité due à l'hystérésis ferroélectrique, non-linéarités mécaniques).

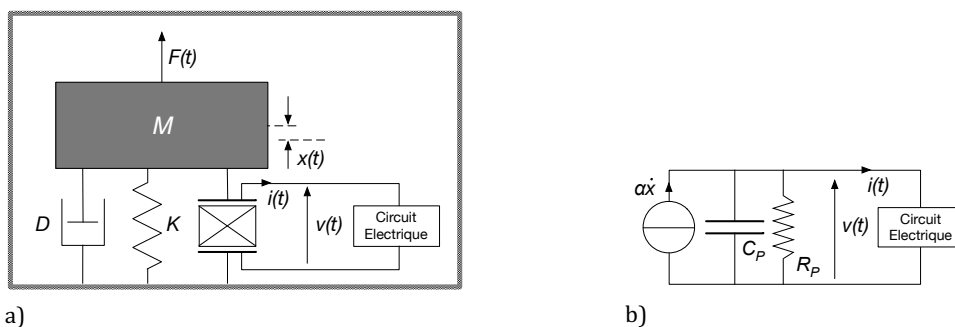


Figure 3 Modèle élémentaire de structure oscillante équipée d'un transducteur piézoélectrique
a) sous-modèle mécanique b) sous-modèle électrique

L'étude de ce modèle se base sur le principe de la conservation énergétique lors d'une transduction électromécanique et sur les équations d'équilibre électrique et mécanique qui en découlent. Cette modélisation est valable pour une structure fonctionnant autour d'une fréquence de résonance sans restriction autre que les éventuelles non-linéarités.

L'élément piézoélectrique est caractérisé par son coefficient électromécanique α [NV⁻¹], sa capacité bloquée (à déformation nulle) C_p [μF] ainsi que par sa résistance parasite R_p [Ω] (ou par sa conductance parasite $A_p=1/R_p$ [S]). M [kg] est la masse dynamique équivalente, D [Nm⁻¹s] le coefficient d'amortissement correspondant aux pertes mécaniques et K [Nm⁻¹] représente la raideur du système lorsque l'élément piézoélectrique est court-circuité. F [N] correspond à l'action d'une éventuelle force extérieure, x [m] est le déplacement relatif de la masse dynamique par rapport à sa position d'équilibre. V [V] et I [A] sont respectivement la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique et le courant électrique généré (convention générateur).

Les équations d'équilibre de ce système sont :

$$\begin{cases} M\ddot{x} + Kx + D\dot{x} + \alpha V = F \\ I = \alpha \dot{x} - C_p \dot{V} - A_p V \end{cases} \quad (1)$$

Ce modèle de base est adapté pour l'étude de l'amortissement vibratoire, du micro-positionnement, de la récupération d'énergie vibratoire, ainsi que la conversion électromécanique dans une micromachine thermique par exemple. Le Tableau 2 illustre l'utilisation de ce modèle pour les différentes thématiques de recherche abordées.

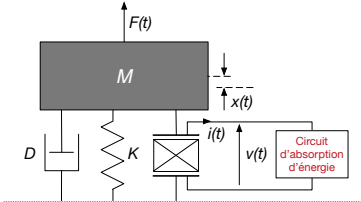
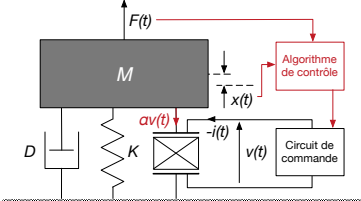
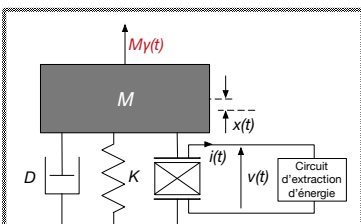
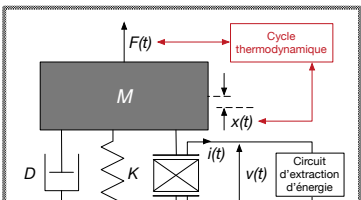
<p>Amortissement vibratoire semi-passif</p> <p>La force F est une perturbation extérieure induisant des vibrations représentées par la variable x. Le système {masse - ressort - amortisseur} représente ici le mode de vibration que l'on souhaite amortir. Le circuit électrique a pour but de maximiser la puissance VI extraite de la structure, ce qui a pour effet d'amortir les vibrations.</p>	
<p>Amortissement actif ou micro-positionnement</p> <p>L'objectif est de contrôler la force αV générée sur la structure mécanique par l'élément piézoélectrique afin d'amortir le système ou de le positionner précisément. Des lois de contrôle permettent, à partir d'informations mesurées, d'établir la tension adéquate à appliquer.</p>	
<p>Récupération d'énergie vibratoire</p> <p>Des vibrations sont induites dans le générateur par l'intermédiaire d'une masse inertielle soumise à l'accélération ambiante γ. Le modèle de la Figure 3 peut être utilisé pour modéliser le générateur en lui-même : le système {masse - ressort - amortisseur} représente l'oscillateur mécanique interne au générateur et la force extérieure F est égale à $M\gamma$. Le circuit électrique est alors utilisé pour convertir et éventuellement stocker un maximum d'énergie sous forme électrique.</p>	
<p>Micromachines thermiques</p> <p>Le cycle thermodynamique exploité fournit le lien entre la force mécanique F et le déplacement relatif x. Le modèle de la Figure 3 peut alors être utilisé pour rendre compte de la réponse vibratoire de la structure ainsi que du transducteur piézoélectrique permettant la conversion mécano-électrique.</p>	

Tableau 2 Utilisation du modèle élémentaire pour les différentes thématiques abordées.

Le système décrit sur la Figure 3 peut être complètement caractérisé par la connaissance des cinq grandeurs M , K , D , α , C_p et R_p . En conservant la masse dynamique M comme grandeur caractéristique, on peut également le décrire par quatre autres paramètres plus génériques qui facilitent l'étude et la comparaison de différentes structures. Ces paramètres sont la pulsation naturelle ω_0 [rads⁻¹] lorsque l'élément piézoélectrique est court-circuité ainsi que trois grandeurs adimensionnelles : le coefficient de couplage électromécanique k^2 , le facteur de qualité mécanique Q_M et le coefficient de perte électrique ξ_E :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{M}} \quad k^2 = \frac{\alpha^2}{KC_p + \alpha^2} \quad Q_M = \frac{\sqrt{KM}}{D} \quad \xi_E = \frac{1}{2R_p C_p \omega_0} \quad (2)$$

ξ_E correspond aux pertes électriques. Dans la majorité des applications, R_p est très grand devant $(C_p \omega_0)^{-1}$ et ξ_E peut être négligé. Q_M correspond aux pertes mécaniques. Il est d'autant plus grand que les pertes sont faibles.

k^2 correspond, en régime quasi-statique, à l'efficacité de la conversion électromécanique entre les formes d'énergie électrique et mécanique. Pour un système en circuit ouvert soumis à une force statique, il est égal au rapport entre l'énergie électrostatique générée et l'énergie totale dans le système.

k^2 peut également s'exprimer à partir de ω_0 et de ω_1 , pulsation naturelle lorsque l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert :

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{KC_p + \alpha^2}{MC_p}} \quad k^2 = \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1^2} \quad (3)$$

Pour simplifier certaines expressions théoriques, un coefficient de couplage modifié k_m^2 , dont l'expression est donnée par l'équation (4), est également défini. Il est aussi un indicateur de « l'intensité » du couplage électromécanique, puisque dans les mêmes conditions que précédemment, il peut être défini comme le rapport de l'énergie électrostatique sur l'énergie élastique dans le système. A noter que si k^2 est forcément inférieur ou égal à 1, k_m^2 n'est pas borné. Pour des systèmes faiblement couplés ($k^2 \ll 1$), k^2 et k_m^2 sont cependant très proches.

$$k_m^2 = \frac{\alpha^2}{KC_p} = \frac{k^2}{1 - k^2} \quad (4)$$

2 Micro-positionnement et amortissement vibratoire

Ce premier thème de recherche concerne l'amortissement et l'isolation vibratoire, ainsi que la modélisation et le contrôle d'actionneurs piézoélectriques.

2.1 Amortissement vibratoire semi-passif et semi-actif (A1)

Les approches d'amortissement vibratoire semi-passives et semi-actives décrites dans cette section permettent d'amortir une structure mécanique en utilisant des éléments piézoélectriques. Contrairement aux techniques actives qui nécessitent la mise en œuvre de capteurs pour la mesure des vibrations, de contrôleurs pour l'implémentation des lois de commande et d'amplificateurs pour l'alimentation des actionneurs, les techniques semi-passives permettent d'amortir les vibrations en utilisant des composants passifs (bobines) commutés de manière synchrone aux vibrations à l'aide de transistors (utilisés comme interrupteurs). Contrairement aux techniques passives, pour lesquelles un réseau de composants strictement passifs est directement connecté aux éléments piézoélectriques (Hagood & Flotow 1991), des transistors permettent un traitement « actif » de la tension piézoélectrique générée par les vibrations.

L'équation de bilan énergétique (5) est obtenue en multipliant chaque terme de l'équation d'équilibre dynamique (1) par la vitesse de la masse dynamique et en intégrant par rapport au temps.

$$\int F \dot{x} dt = \frac{1}{2} M \dot{x}^2 + \frac{1}{2} K x^2 + \int D \dot{x}^2 dt + \int \alpha V \dot{x} dt \quad (5)$$

Cette équation montre que l'énergie fournie à la structure par la force d'excitation se distribue en énergie cinétique, énergie élastique, pertes mécaniques et énergie extraite de l'élément piézoélectrique. Les techniques d'amortissement semi-passives permettent d'augmenter ce dernier terme.

Elles ont été développées à partir de 1999 (Richard et al. 1999), (Clark 2000). Dans les travaux de Richard et al les éléments piézoélectriques sont brièvement court-circuités sur les extrema de déformation (technique SSD : Synchronized Switch Damping), tandis que dans l'approche proposée par Clark ils sont court-circuités pendant une demi-période de la vibration. Les performances obtenues sont similaires et largement supérieures à celles obtenues avec une approche passive consistant à simplement connecter une résistance adaptée pour dissiper l'énergie convertie par le matériau piézoélectrique.

En ajoutant une inductance dans le circuit de commutation, l'amortissement induit par la technique SSD est très largement augmenté, ce qui a conduit à la technique SSDI : Synchronized Switch Damping on Inductor (Richard et al. 2000). Le circuit électronique élémentaire utilisé est représenté sur la Figure 4a. Il consiste à connecter, en parallèle de l'élément piézoélectrique, une bobine L en série avec un interrupteur électronique S . L'interrupteur est pratiquement toujours ouvert, excepté lorsqu'un extremum de déplacement de la masse dynamique est détecté. A cet instant, l'interrupteur est fermé et C_p en parallèle avec L forme un circuit oscillant. L'interrupteur est maintenu fermé le temps que la tension V soit inversée et est ensuite ouvert de nouveau. L'inversion n'est pas parfaite à cause des pertes (électriques notamment) dans le circuit $\{L, C_p\}$. Ces pertes sont modélisées par le facteur de qualité Q_l . L'allure de la tension pour un déplacement sinusoïdal de la masse dynamique est représentée sur la Figure 4b.

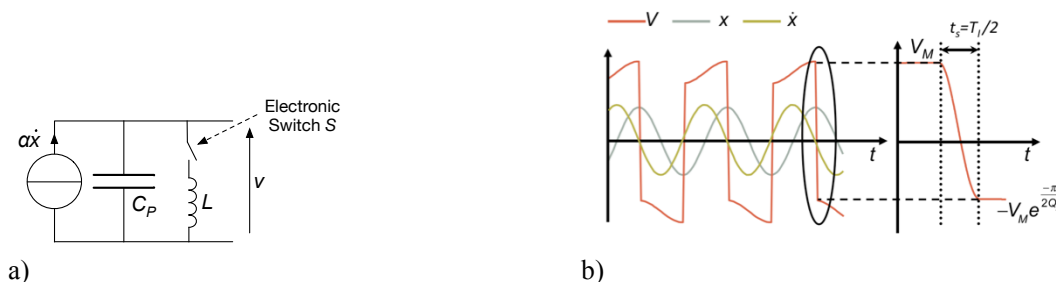


Figure 4 a) circuit électronique de base pour l'amortissement vibratoire semi-passif b) signaux associés

Ce circuit très simple a deux effets : d'abord, pour un déplacement x d'amplitude constante, l'amplitude de la tension piézoélectrique est largement augmentée. Ensuite, la tension et la vitesse sont toujours de même signe. Ces deux effets induisent clairement une augmentation de l'énergie extraite de la structure (dernier terme de l'équation (5)). Dans mes travaux de thèse, j'ai montré que l'amortissement induit à la fréquence de résonance est donné par :

$$A_{dB} = -20 \log \left(1 + k_m^2 Q_M \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \right) \quad (6)$$

avec $\gamma = e^{-\frac{\pi}{2Q_I}}$

Ainsi, pour une structure présentant un coefficient de couplage $k_m^2 = 2\%$, un facteur de qualité mécanique de 100 et un coefficient d'inversion $\gamma = 0,8$, l'amortissement à la fréquence de résonance est de -25 dB.

On voit clairement que les techniques semi-passives sont particulièrement efficaces pour le contrôle vibratoire de structures présentant des modes de résonances initialement peu amortis (pour lesquels Q_M est grand).

Les travaux entrepris dans le cadre de cette activité de recherche ont permis :

- Le développement théorique et expérimental des techniques semi-passives [ACL30, ACL33]
- Le développement des techniques semi-actives (utilisation de sources de tension continue en plus d'éléments passifs) [ACL23, ACL25, ACL31, ACL35]
- L'extension de ces approches à l'amortissement large bande de structures multimodales [ACL22, ACL24, ACL36, ACL37]

2.2 Isolation active des vibrations (A2)

Pour que les techniques précédentes soient efficaces, il faut que la tension générée sur les éléments piézoélectriques soit compatible avec l'électronique utilisée. Dans le cas de la technique SSDI par exemple, le niveau de tension doit être supérieur aux tensions de seuil associées aux éléments qui constituent l'interrupteur électronique S (celui-ci étant généralement réalisé à l'aide de transistors et de diodes). Ces techniques ne sont ainsi généralement pas adaptées pour la stabilisation d'éléments mécaniques à une échelle submicrométrique. L'utilisation de capteurs de grande sensibilité et d'algorithmes de contrôle actif est alors nécessaire (Preumont 2011).

Dans le cadre d'un projet collaboratif avec le LAPP (Laboratoire d'Annecy le Vieux de Physique des Particules, UMR 5814), j'ai participé au développement d'un pied d'isolation active pour la stabilisation subnanométrique des deux derniers quadrupôles (éléments de focalisation des faisceaux) avant le point d'interaction des particules du projet d'accélérateur linéaire de particule CLIC (Compact Linear Collider), (Ellis & Wilson 2001). Afin de garantir la collision des particules et les performances de CLIC, le déplacement RMS partiel vertical de ces éléments ne doit pas excéder 0,2 nm à 3 Hz :

$$\sqrt{\int_3^{+\infty} DSP_x(f) df} \leq 2.10^{-10} \text{m} \quad (7)$$

Où DSP_x est la densité spectrale de puissance du déplacement absolu du quadripôle suivant l'axe vertical x .

Le déplacement RMS partiel à 3Hz du sol sur le lieu potentiel d'implantation de CLIC étant de 3nm environ, l'objectif du système réalisé est d'isoler les quadrupôles des mouvements du sol en divisant les perturbations sismiques d'un facteur 15. Pour cela, le pied, représenté sur la Figure 5a, est équipé d'actionneurs piézoélectriques associés à une électronique leur permettant d'atteindre une résolution en actionnement inférieure à 0,1nm. Le contrôle du positionnement relatif de la plaque isolée et de la base en contact avec le sol est effectué avec des capteurs capacitifs dont la résolution est également inférieure à 0,1nm.

Les mesures des vitesses et accélérations du sol et de la plaque isolée sont effectuées à l'aide de deux géophones (Guralp CMG-6T) et de deux accéléromètres (Wilcoxon 731A) dédiés à la mesure de grandeurs sismiques. Un algorithme de contrôle a été développé, qui permet à partir de ces quatre informations de commander les actionneurs piézoélectriques afin de stabiliser le support du

quadrupôle. Les performances obtenues (0,6nm à 3Hz, cf. Figure 5b) ont montré que l'objectif est atteignable mais que le développement de nouveaux capteurs spécifiques est nécessaire [ACL12, ACL13].

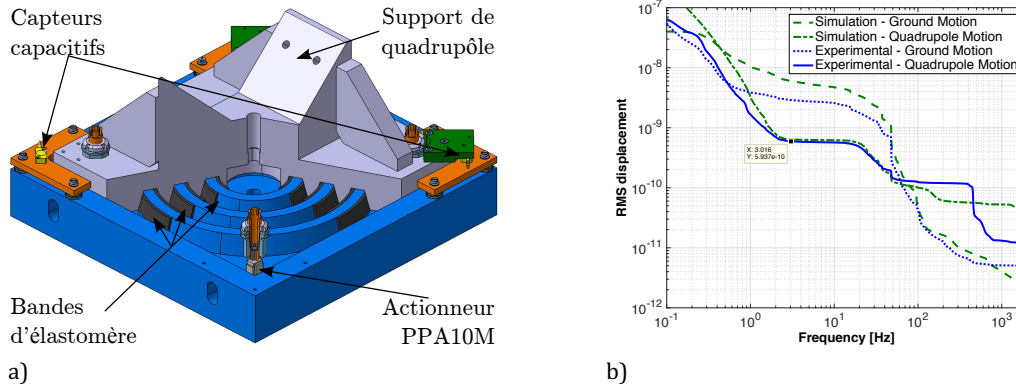


Figure 5 Isolation active des vibrations du sol a) pied actif b) performances

2.3 Modélisation et contrôle d'actionneurs piézoélectriques (C1 et C2)

Les actionneurs piézoélectriques sont particulièrement bien adaptés aux applications de micro-positionnement et aux applications pour lesquelles on souhaite générer et contrôler une force importante pour une course faible mais à une fréquence élevée (Uchino & Giniewicz 2003).

Pour ce type d'applications toutefois, une modélisation fine des actionneurs, incluant le phénomène d'hystérésis intrinsèque aux matériaux ferroélectriques, est parfois nécessaire. Cet effet non-linéaire peut être pris en compte en ajoutant un opérateur d'hystérésis f_H dans les équations d'équilibre linéaires (1) :

$$\begin{cases} M\ddot{x} + Kx + D\dot{x} = F + \alpha V_P \\ q = \alpha x + C_P V_P \\ V_H = f_H(q) \\ V = V_H + V_P \end{cases} \quad (8)$$

L'opérateur d'hystérésis dépend de la charge électrique q telle que $i = dq/dt$.

Un opérateur spécifique a été développé, basé sur l'identification de six paramètres [ACL27]. Par rapport aux opérateurs de type Bouc-Wen basés sur des équations différentielles non-linéaires (D. H. Wang et al. 2011), cet opérateur peut modéliser des boucles mineures d'hystérésis. Il permet également de modéliser des boucles sans symétrie centrale, contrairement au modèle discret GMS : Generalized Maxwell Slip (Goldfarb & Celanovic 1997). Il nécessite enfin beaucoup moins de paramètres à identifier que le modèle, plus général, de Preisach (Ge & Jouaneh 1995).

Cette modélisation a servi de base à la réalisation de contrôleurs pour l'asservissement d'actionneurs piézoélectriques utilisés dans des injecteurs diesel à la place des classiques actionneurs électromagnétiques (solénoïdes). L'utilisation de la piézoélectricité permet l'ouverture et la fermeture des gicleurs d'injection de manière beaucoup plus précise et rapide (« pulses » de quelques ms). Un contrôle fin des actionneurs piézoélectriques permet alors d'optimiser la gestion de la pulvérisation du gazole et donc d'améliorer la combustion, ce qui conduit à un meilleur rendement du moteur et à un rejet de pollution moindre.

Afin de maîtriser la quantité de carburant injectée, les travaux réalisés ont visé le contrôle de la force générée par un actionneur piézoélectrique. Une représentation du dispositif expérimental utilisé est donnée sur les Figure 6a et b. Deux actionneurs sont utilisés : PEA1 qui est l'actionneur à contrôler, et PEA2 qui est utilisé pour simuler une charge mécanique dynamique.

Le schéma de principe du contrôleur est représenté sur la Figure 6c. La boucle de contre-réaction inclut un modèle de détection qui calcule les grandeurs mécaniques (force, déplacement) en fonction de grandeurs électriques (tension, courant), ce qui permet de ne pas utiliser de capteurs mécaniques, coûteux et encombrants.

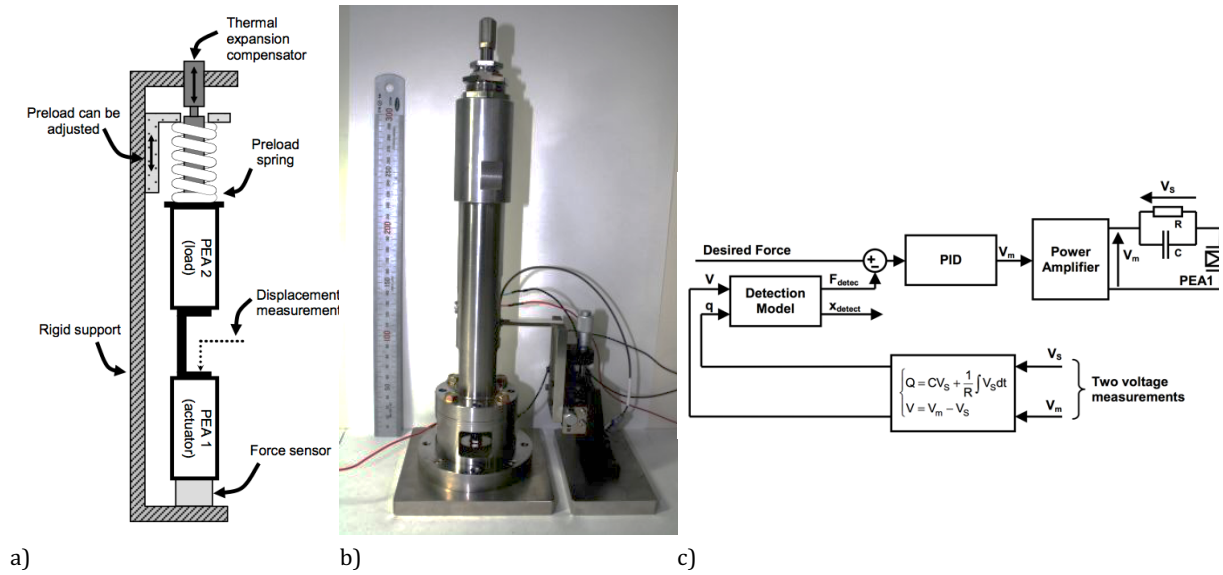


Figure 6 Contrôle sans capteur mécanique de la force générée par un actionneur piézoélectrique a) schéma de principe du dispositif expérimental b) photographie du dispositif expérimental c) Schéma de principe du contrôleur [ACL26]

Le modèle de détection est déduit de la mise en équation (8) de l'actionneur, et inclut le comportement dynamique mécanique, le couplage électromécanique ainsi que le comportement hystérétique. Mis en œuvre au sein d'une boucle de contrôle classique (de type PID), il a permis l'asservissement, sans capteur mécanique, de la force générée par l'actionneur avec une erreur inférieure à 3% [ACL26]. Ce modèle a également été utilisé de manière similaire pour contrôler le déplacement d'un actionneur quel que soit son chargement mécanique [ACL28].

3 Micro-sources d'énergie

Le thème micro-sources d'énergie comprend la récupération d'énergie vibratoire pour, par exemple, l'alimentation de capteurs autonomes communicants, ainsi que la valorisation de l'énergie thermique par micromachines thermiques.

La thématique de la récupération d'énergie vibratoire représente 58% de ma production scientifique et est active depuis 2003. Depuis mon intégration au laboratoire SYMME en 2007, je me suis fortement impliqué dans le développement de cette activité, en partenariat avec mon collègue Fabien Formosa. Cette implication s'est concrétisée par une augmentation importante de notre production scientifique dans ce domaine de 2009 à 2014 (suite notamment au projet ANR JCJC REViLaBa).

Les travaux entrepris dans cette thématique sont brièvement présentés ci-dessous, et sont détaillés dans la *partie III* de ce manuscrit.

Depuis 2012 et l'ANR MiStiC, je participe également aux travaux entrepris par Fabien Formosa à partir de 2005 sur les micromachines de Stirling.

3.1 Récupération d'énergie vibratoire (R1 – R5)

Les systèmes de récupération d'énergie vibratoire permettent de générer de l'électricité à partir des vibrations ambiantes. Ils sont une alternative à l'utilisation de piles électrochimiques pour l'alimentation de systèmes électroniques communicants basse consommation (Paradiso & Starner 2005). Ils mettent généralement en œuvre un oscillateur mécanique linéaire afin d'amplifier les vibrations ambiantes. Un transducteur électromécanique est utilisé pour convertir l'énergie mécanique au sein de la structure oscillante en électricité et un circuit électronique dédié à l'extraction et au stockage de l'énergie générée est branché au transducteur.

3.1.1 Solution de récupération d'énergie classique

La Figure 7 représente un générateur inertiel piézoélectrique. Soumise à une accélération ambiante γ variable, une poutre encastrée-libre équipée d'une masse sismique M à son extrémité libre vibre et une tension électrique alternative V apparaît aux bornes des éléments piézoélectriques placés près de l'encastrement, là où la déformation est *a priori* la plus importante. Le modèle élémentaire de la Figure 3 représente très bien une telle structure fonctionnant autour de sa première fréquence de résonance. Les premiers générateurs inertiels exploitent tous ce type d'oscillateurs linéaires (Anton & Sodano 2007), ainsi que la plupart des générateurs disponibles actuellement sur le marché professionnel.

Un circuit de conversion alternatif/continu (AC/DC) est utilisé pour redresser la tension avant de stocker l'énergie produite dans un élément qui peut être un condensateur, un super-condensateur ou une batterie rechargeable. La solution la plus simple consiste à mettre en œuvre un simple pont redresseur double alternance suivi d'un condensateur. Dans ce cas, le transfert d'énergie entre le générateur et l'élément de stockage n'est pas toujours optimal et dépend notamment de l'état de charge du condensateur. Une solution plus évoluée consiste à mettre en œuvre un convertisseur AC/DC incluant un algorithme de suivi du point de puissance maximum (MPPT : Maximum Power Point Tracking), qui a pour but d'adapter en continu la résistance d'entrée du circuit d'extraction d'énergie à l'impédance de sortie du générateur piézoélectrique afin d'optimiser le transfert d'énergie (Ottman et al. 2002).

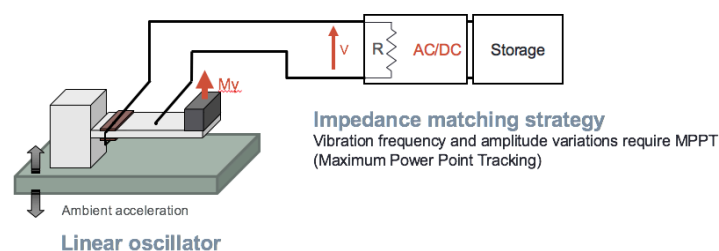


Figure 7 Générateur inertiel piézoélectrique linéaire suivi d'un circuit d'extraction d'énergie visant à optimiser sa résistance d'entrée

Les systèmes de récupération d'énergie similaires à celui représenté sur la Figure 7 présentent cependant certaines caractéristiques qui limitent leur champ d'application :

- L'utilisation d'un oscillateur mécanique linéaire permet d'amplifier les vibrations ambiantes mais réduit considérablement la bande passante. La puissance maximale récupérable est en effet proportionnelle au facteur de qualité Q_M de l'oscillateur, alors que la bande passante lui est inversement proportionnelle (Williams & Yates 1996). Pour $Q_M = 100$, la bande passante sera ainsi typiquement comprise entre 1% et 2% de la fréquence de résonance du générateur.
- L'implémentation au sein du convertisseur AC/DC d'un algorithme de type MPPT est difficile à mettre en œuvre dans le cas de vibrations non stationnaires. Pour minimiser le coût énergétique de ce type d'algorithmes, les constantes de temps associées sont généralement importantes et non compatibles avec des variations rapides du spectre des vibrations, que ce soit en terme de fréquence ou d'amplitude. Par exemple, le circuit intégré bq25570¹ de Texas Instrument, dédié à la récupération d'énergie en général (thermo-éléments, cellule photovoltaïque ou générateur piézoélectrique) met en œuvre un contrôleur MPPT qui n'actualise le fonctionnement du convertisseur que toutes les 16 s.
- L'émulation d'une charge résistive, même optimisée, ne conduit pas forcément aux meilleures performances, notamment dans le cas de générateurs excités hors résonance ou de générateurs faiblement couplés, plus précisément lorsque le produit $k_m^2 Q_M$ correspondant est inférieur à π [ACL34].

3.1.2 Axes de recherche suivis

Les travaux de recherche entrepris visent à lever trois verrous principaux à l'application en situation réelle des systèmes de récupération d'énergie vibratoire :

- La faible densité de puissance des générateurs dont le coefficient de couplage électromécanique est modéré ($k_m^2 Q_M < \pi$).
- La faible bande passante des générateurs utilisant un oscillateur linéaire.
- La dépendance du transfert d'énergie à la charge électrique qui ne peut être résolue simplement par la mise en œuvre d'une solution classique de type MPPT.

La Figure 8 présente un schéma synoptique d'un générateur inertiel. Ce schéma met en avant les étapes successives pour la génération d'électricité (mise en vibration d'un oscillateur mécanique, transduction électromécanique, extraction et stockage de l'énergie produite), ainsi que les différentes voies explorées pour l'amélioration des performances.

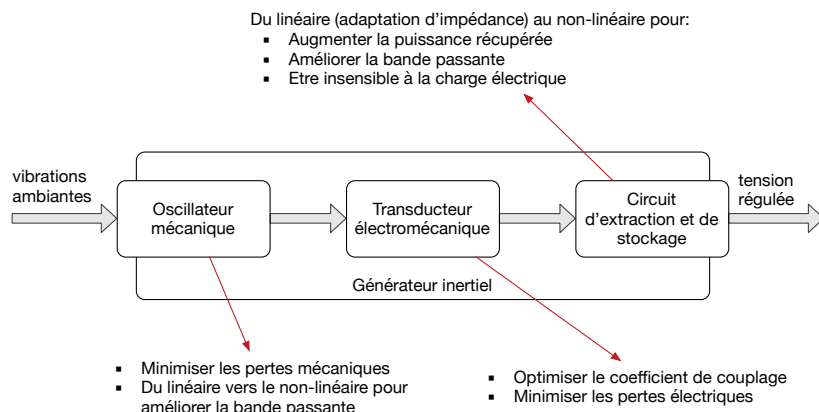


Figure 8 Schéma synoptique d'un générateur inertiel listant les points étudiés

Suivant une approche proposée initialement par (Gammaitoni et al. 2009) et (Ramlan et al. 2009), l'utilisation d'oscillateurs électromécaniques non-linéaires bistables [ACL6, ACL7, ACL11] ou raidissants [ACL8] a été explorée pour améliorer la réponse fréquentielle des générateurs. Que le système soit linéaire ou non-linéaire, les pertes mécaniques doivent être minimales pour ne pas affecter le transfert d'énergie de la source de vibration vers le transducteur électromécanique.

¹ <http://www.ti.com/product/BQ25570>

Des travaux ont également porté sur l'optimisation du transducteur électromécanique, électromagnétique [ACL14] ou piézoélectrique [ACL6, ACL33, ACL38], le but étant de maximiser le coefficient de couplage électromécanique (c'est à dire la capacité du transducteur à convertir un maximum d'énergie à chaque cycle de vibration) et de minimiser les pertes électriques (résistance série dans un générateur électromagnétique par exemple).

Finalement, en remarquant que les méthodes développées pour l'amortissement vibratoire semi-passif étaient particulièrement efficaces pour extraire l'énergie de structures électromécaniques (Richard et al. 2000), elles ont été adaptées pour constituer une classe de circuits dédiés à la récupération d'énergie. Les techniques développées sont compatibles avec des vibrations large bande et permettent :

- D'améliorer la puissance récupérée, notamment dans le cas de générateurs faiblement couplés [ACL40, ACL42].
- De découpler le transfert d'énergie de l'état de charge électrique [ACL21, ACL40, ACL41].
- De combiner les deux effets précédents [ACL17].

Ces circuits ont été principalement conçus pour des générateurs piézoélectriques, et l'un d'entre eux a été adapté à la transduction électromagnétique [ACL21]. Leur mise en œuvre pratique a été réalisée par le développement de circuits électroniques autonomes, par des moyens électriques [ACL10] ou mécaniques [ACL8].

3.1.3 Résultats

Les travaux entrepris ont permis la réalisation de systèmes de récupération d'énergie complets et fonctionnels. La Figure 9 montre par exemple le générateur électromagnétique réalisé dans le cadre de la thèse d'Emmanuelle Arroyo.

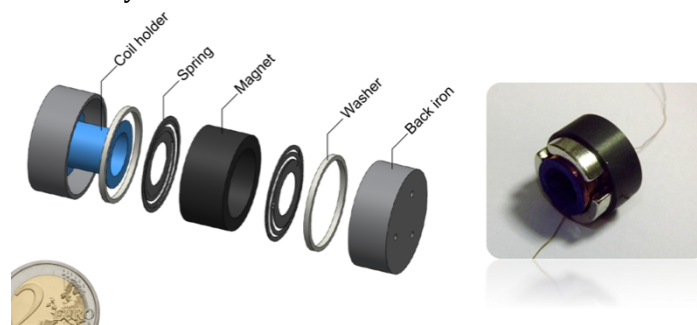


Figure 9 Générateur électromagnétique [ACL14]

Ce générateur, combiné au circuit d'extraction d'énergie SMFE (Synchronized Magnetic Flux Extraction, [ACL21]) permet de générer 1,6 mW pour une accélération ambiante harmonique de 15 ms^{-2} efficace, avec une bande passante de 10 Hz autour de 100 Hz. Le circuit SMFE permet ici de découpler la puissance générée de l'état de charge du circuit électrique et de s'affranchir partiellement des tensions de seuil des diodes utilisées pour le redressement.

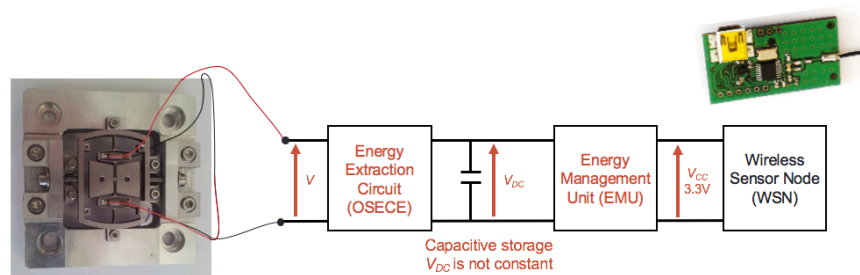


Figure 10 Générateur piézoélectrique bistable suivi du circuit d'extraction d'énergie OSECE, d'un condensateur de stockage et d'un circuit commercial régulant la tension (LTC3588-1), permettant l'alimentation d'un capteur autonome communicant (accéléromètre)

La Figure 10 illustre l'un des démonstrateurs réalisés à l'issue de l'ANR REViLaBa. Il s'agit d'un générateur piézoélectrique bistable incluant deux stacks piézoélectriques [ACL6]. Il est suivi du circuit d'extraction d'énergie OSECE (Optimized Synchronized Electric Charge Extraction, [ACL10, ACL17]), qui permet de maximiser la puissance récupérée et d'optimiser le transfert de puissance de manière relativement indépendante de la tension V_{DC} aux bornes de l'élément de stockage.

Un circuit commercial (LTC 3588-1) est utilisé pour gérer l'énergie stockée et réguler la tension de sortie V_{CC} à 3,3V. Ce système produit une puissance maximale de 2,6 mW à 66Hz pour une accélération efficace de 6 ms^{-2} et une puissance moyenne de 0,55 mW sur une bande passante estimée à 37 Hz. Il a été utilisé pour alimenter un capteur autonome communicant développé au laboratoire, qui permet de mesurer l'accélération efficace sur les trois axes et de transmettre les mesures à un coordinateur toutes les 10 s.

3.2 Micromachines thermiques (M1, M2)

La thématique micromachines thermiques a été initiée par Fabien Formosa à partir de son recrutement en 2003 en tant que maître de conférences. Il s'agit ainsi d'une thématique plus ancienne au laboratoire, mais mon implication y est relativement récente (depuis 2012 et l'ANR MiStiC). Cette implication est cependant amenée à augmenter car certaines compétences développées dans les thématiques de recherche exposées précédemment sont utiles au développement de cette activité. Il s'agit notamment de la manipulation de circuits électriques équivalents et de la conversion électromécanique.

Une des approches proposées par Fabien pour la modélisation de machines thermiques consiste en effet à représenter les différents phénomènes physiques qui sont mis en œuvre dans une telle machine par des schémas électriques équivalents [ACL9], suivant une approche initialement proposée par (Swift & Garrett 2003). Ainsi, pour une machine de Stirling double effet à piston libre, la connexion de circuits correspondant au comportement des chambres d'expansion et de compression, au comportement des échangeurs thermiques et au comportement du régénérateur permet de représenter une phase du moteur. La connexion circulaire des différentes phases entre elles permet de simuler le moteur complet, et notamment son auto-démarrage, qui correspond à un système bouclé de gain unitaire. Ce modèle a pu être comparé avec succès avec des mesures effectuées sur un prototype de moteur de Stirling à trois phases réalisé au laboratoire [ACL4]. L'objectif principal actuel est la miniaturisation d'un tel moteur. Ceci fait l'objet de l'ANR MiStiC, avec des partenaires académiques spécialistes des MEMS.

Les micromachines thermiques considérées exploitent un cycle thermodynamique (le cycle de Stirling dans le cas de l'ANR MiStiC) pour convertir un flux thermique en énergie mécanique. Cette énergie mécanique se traduit par la vibration d'une membrane. L'utilisation de transducteurs électromécaniques adéquats est donc nécessaire. Par exemple, la Figure 11 montre les premières réalisations en vue du développement d'une membrane équipée d'une spirale piézoélectrique [CAA3]. Les verrous qui restent à lever concernent la miniaturisation des transducteurs ainsi que leur optimisation en prenant en compte leur interaction avec le cycle thermodynamique (amortissement mécanique engendré notamment).

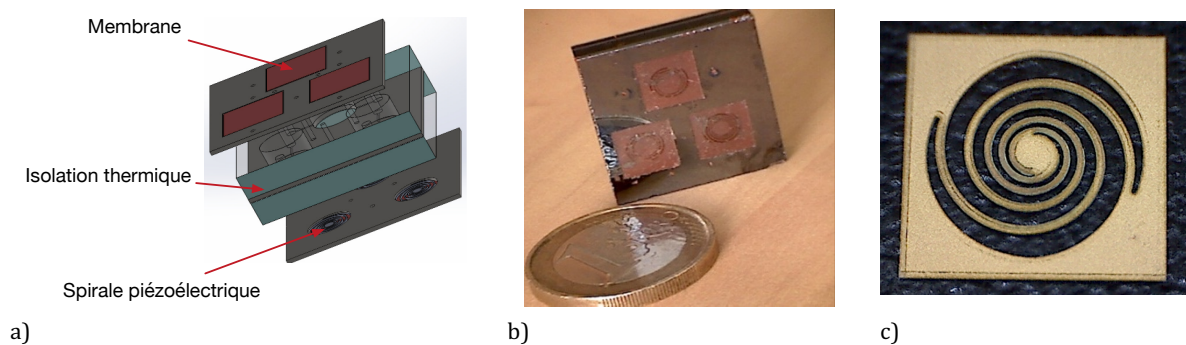


Figure 11 Membranes piézoélectriques pour micromachine de Stirling
a) concept b) spirales en silicium avec membranes silicone (réalisation FEMTO-ST dans le cadre du projet Mistic)
c) spirale PZT (\varnothing 5mm) (réalisation FEMTO-ST dans le cadre du projet Mistic)

III Récupération d'énergie vibratoire

Cette partie revient plus en détail sur les travaux brièvement présentés *section II3.1*. Elle a pour objectif de détailler la démarche utilisée pour le développement de systèmes de récupération d'énergie vibratoire, et de mettre en avant les principaux résultats obtenus.

La récupération d'énergie vibratoire consiste à convertir l'énergie des vibrations ambiantes en électricité par l'intermédiaire de transducteurs piézoélectriques, électromagnétiques ou électrostatiques (Beeby et al. 2006). Les applications visées concernent principalement les systèmes électroniques sans fil et basse consommation (Paradiso & Starner 2005), pour des puissances comprises entre quelques μW et quelques dizaines de mW (Szarka et al. 2011).

Les générateurs inertiels permettent de capter l'accélération ambiante par l'intermédiaire d'une masse sismique incluse dans un oscillateur mécanique. Un transducteur est utilisé pour convertir l'énergie mécanique dans l'oscillateur en électricité. Enfin, l'énergie électrique générée est extraite et mise en forme par un circuit d'extraction d'énergie, puis généralement stockée dans un condensateur, un super-condensateur ou une batterie rechargeable. La Figure 8, dans la *section II3.1*, illustre ces transferts énergétiques successifs de manière synoptique.

Dans une première section, un modèle de générateur inertiel mettant en œuvre un oscillateur mécanique linéaire et un transducteur piézoélectrique ou électromagnétique est présenté. La puissance est calculée pour une simple charge résistive. Les résultats montrent la dualité entre transduction piézoélectrique et électromagnétique et soulignent les limites des générateurs inertiels linéaires : puissance souvent inférieure au maximum théorique et bande passante restreinte par le facteur de qualité de l'oscillateur mécanique.

La deuxième section présente les travaux réalisés sur les circuits d'extraction d'énergie et décrit leurs performances en terme de puissance récupérée, bande passante et sensibilité à la charge électrique. Cette section confirme l'opposition théorique entre large bande passante et oscillateur mécanique faiblement amorti, mais montre néanmoins que dans le cas de générateurs linéaires très fortement couplés, l'utilisation d'une électronique adéquate peut permettre de réaliser des générateurs dont la bande passante atteint 20% à 40% de leur fréquence naturelle.

L'association de générateurs très fortement couplés à des électroniques encore émergentes ne fournit pas encore de solutions matures et économiquement viables. La troisième section montre comment l'utilisation d'oscillateurs mécaniques non-linéaires (bistable notamment) peut être une solution pour la réalisation de générateurs large bande.

La dernière section montre dans quelles conditions les circuits présentés dans la deuxième section et les générateurs bistables présentés dans la troisième section peuvent se combiner avantageusement.

1 Modèle de générateurs inertiels (R1)

Le modèle {masse, ressort, amortisseur, élément piézoélectrique} de la Figure 3 correspond bien à un générateur sismique linéaire piézoélectrique. Afin de comparer les méthodes de transduction piézoélectrique et électromagnétique, un modèle similaire, correspondant à la mise en œuvre d'un transducteur électromagnétique a également été étudié. Il est représenté sur la Figure 12.

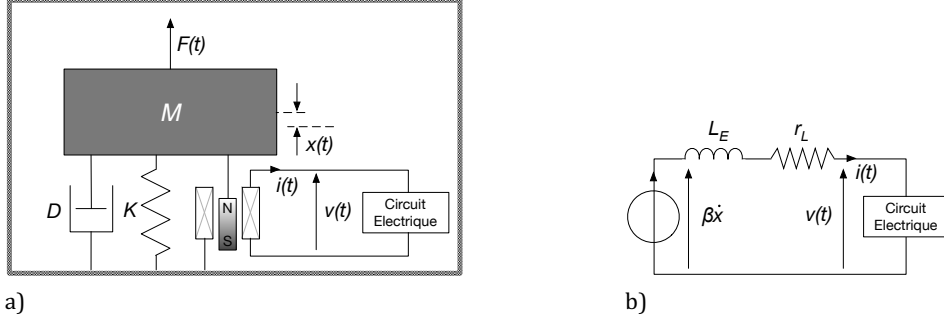


Figure 12 Modèle élémentaire de structure oscillante équipée d'un transducteur électromagnétique
a) sous-modèle mécanique, b) sous-modèle électrique

Ses équations d'équilibre sont duales de celles d'un générateur piézoélectrique. Elles sont données par les équations (9), où L_E [H] est l'inductance propre du générateur, r_L [Ω] la résistance du bobinage et β [N/A] le coefficient électromécanique lié aux lois de l'induction électromagnétique.

$$\begin{cases} M\ddot{x} + Kx + D\dot{x} + \beta I = F \\ V = \beta \dot{x} - L_E \dot{I} - r_L I \end{cases} \quad (9)$$

En considérant la puissance dissipée dans une charge résistive R_L , on a pu démontrer [ACL20] que l'expression de la puissance générée pour une accélération ambiante sinusoïdale de pulsation ω et d'amplitude γ_M est identique quelle que soit la méthode de transduction utilisée :

$$P = P_{lim} g(\Omega, k_m^2, Q_M, \xi_E, \xi_C) \quad (10)$$

$$\text{avec } \begin{cases} P_{lim} = \frac{MQ_M \gamma_M^2}{8\omega_0} \\ g(\Omega, k_m^2, Q_M, \xi_E, \xi_C) \leq 1 \end{cases}$$

P_{lim} est la puissance maximale atteignable, la fonction g étant adimensionnelle et inférieure ou égale à 1. Les expressions des paramètres Ω , k_m^2 , Q_M , ξ_E et ξ_C pour les générateurs piézoélectrique et électromagnétique sont résumées dans le Tableau 3. Ce résultat signifie également qu'un générateur inertiel mettant en œuvre un oscillateur mécanique linéaire peut être entièrement caractérisé par la connaissance de k_m^2 , Q_M , ξ_E , ω_0 et M .

	Ω	k_m^2	Q_M	ξ_E	ξ_C
Générateur piézoélectrique	$\frac{\omega}{\omega_0}$	$\frac{\alpha^2}{KC_P}$	$\frac{\sqrt{KM}}{D}$	$\frac{1}{2R_P C_P \omega_0}$	$\frac{1}{2R_L C_P \omega_0}$
Générateur électromagnétique		$\frac{\beta^2}{KL_E}$		$\frac{r_L}{2L_E \omega_0}$	$\frac{R_L}{2L_E \omega_0}$

Tableau 3 Expression des paramètres adimensionnels pour un générateur piézoélectrique et un générateur électromagnétique branché sur une charge résistive R_L

La Figure 13 montre le pourcentage de P_{lim} récupérable en fonction de ξ_E et du produit $k_m^2 Q_M$, pour les valeurs optimales de Ω et ξ_C , c'est à dire à la résonance ($\Omega \approx 1$) et pour une charge résistive adaptée. Les disques correspondent à des générateurs extraits de la littérature : en bleu des générateurs électromagnétiques, en gris des générateurs piézoélectriques (la taille des disques est proportionnelle à la puissance générée). On constate que les générateurs piézoélectriques sont caractérisés par un plus faible couplage et de très faibles pertes électriques ($\xi_E \approx 0$), alors que les générateurs

électromagnétiques ont des pertes électriques beaucoup plus importantes, partiellement compensées par un couplage plus fort. Pratiquement, si les générateurs piézoélectriques atteignent souvent plus de 90% de P_{lim} , les générateurs électromagnétiques dépassent rarement 60%.

Pour tendre vers P_{lim} , plusieurs stratégies ont été explorées :

- L'amélioration du coefficient de couplage k_m^2 des générateurs [ACL18, ACL33].
- Le développement de circuits non-linéaires d'extraction d'énergie (cf. *section 2*) qui peuvent permettre pour un même couple ($k_m^2 Q_M, \xi_E$) de récupérer plus d'énergie que la simple adaptation de résistance utilisée pour tracer la Figure 13.
- L'augmentation du facteur de qualité mécanique Q_M .

Cette dernière approche soulève cependant un point crucial : si l'augmentation de Q_M permet effectivement d'améliorer simultanément P_{lim} et le pourcentage maximal de P_{lim} atteignable, elle diminue d'autant la bande passante du générateur qui, pour un oscillateur linéaire, lui est inversement proportionnelle.

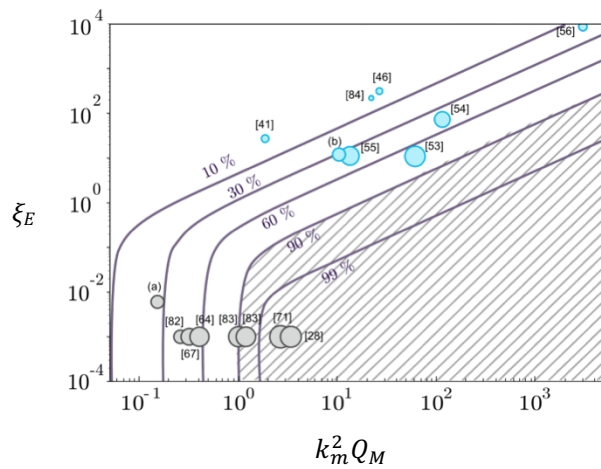


Figure 13 Puissance maximale pouvant être récupérée (en % de P_{lim}) en fonction de ξ_E et du produit $k_m^2 Q_M$ (pour des valeurs optimales de Ω et ξ_c). Disques bleus, générateurs électromagnétiques ; disques gris, générateurs piézoélectriques [ACL20]

Afin de prendre en compte la bande passante dans l'évaluation des performances des générateurs inertiels, nous avons proposé [ACL3] une nouvelle figure de mérite, exprimée en kg/m^3 , qui prend en compte la puissance maximale récupérée normalisée \bar{P} (qui tend vers Q_M lorsque P tend vers P_{lim}), la bande passante normalisée $\Delta\omega/\omega_c$, ainsi que la compacité du générateur M/V_{tot} :

$$FoM = \bar{P} \frac{\Delta\omega}{\omega_c} \frac{M}{V_{tot}} \quad (11)$$

avec $\bar{P} = P \frac{8\omega_0}{M\gamma_M^2} = \frac{PQ_M}{P_{lim}}$

Où ω_c est la pulsation centrale (ω_0 pour un oscillateur linéaire), $\Delta\omega$ est la bande passante et V_{tot} est le volume total du générateur.

Pour un générateur exploitant un oscillateur linéaire, les facteurs Q_M et $\Delta\omega/\omega_c$ sont inversement proportionnels. Une méthode pour améliorer la bande passante est alors d'utiliser des oscillateurs non-linéaires (raidissants, bistables) qui permettent d'augmenter la bande passante sans augmenter les pertes mécaniques (i.e. sans diminuer Q_M). Cette approche est présentée dans la *section 3*.

2 Circuits d'extraction d'énergie (R2 et R3)

Une part importante du travail réalisé concerne l'étude des circuits d'extraction d'énergie. Le rôle de ces circuits est d'extraire et de mettre en forme l'énergie générée par les transducteurs électromécaniques. Leur objectif est de :

- Fournir une tension continue
- Améliorer la densité de puissance
- Etre le plus indépendant possible de la charge électrique
- Améliorer la bande passante

Au-delà du simple pont redresseur suivi d'une capacité de filtrage, différents circuits, qui se caractérisent par un traitement non-linéaire de la tension piézoélectrique, ont été proposés. Cette section ne vise pas à détailler l'ensemble de ces circuits, mais plutôt à proposer une démarche générale pour leur analyse. Cette démarche est la suivante :

1. On considère un générateur inertiel linéaire excité en régime sinusoïdal autour de sa fréquence de résonance.
2. Pour un circuit d'extraction d'énergie donné, on évalue l'expression de l'harmonique fondamentale de la tension piézoélectrique (harmonique dont la fréquence correspond à celle de la vibration)
3. On en déduit l'expression du déplacement de la masse dynamique du générateur.
4. On peut alors donner l'expression de la puissance récupérée en fonction de l'accélération ambiante, de la fréquence et des paramètres du générateur.
5. On en déduit les performances du circuit considéré en terme de puissance normalisée, de bande passante normalisée et de figure de mérite, en fonction du coefficient de couplage et du facteur de qualité mécanique.

Cette démarche, dont les quatre premières étapes ont initialement été proposées par (Shu et al. 2007), permet d'étudier les performances des circuits en terme de puissance maximale, mais également en terme d'effet sur la bande passante des générateurs, ce qui est rarement fait dans la littérature.

Dans un premier temps (*section 2.1*) le cas théorique d'une adaptation d'impédance parfaite entre un générateur piézoélectrique linéaire et sa charge électrique est décrit. Ce cas théorique permet de fixer une limite haute aux performances qui peuvent être atteintes en exploitant de manière idéale un générateur inertiel linéaire.

Dans un deuxième temps (*section 2.2*), le circuit classique constitué d'un pont redresseur double alternance suivi d'une capacité de filtrage est analysé, dans le cas où la résistance de charge est optimisée pour maximiser la puissance produite.

L'ensemble des techniques non-linéaires développées à partir des travaux sur l'amortissement semi-passifs (Richard et al. 2000) est brièvement décrit dans la *section 2.3*.

Deux techniques non linéaires récentes sont ensuite détaillées :

- La technique OSECE, *section 2.4*, qui permet de maximiser la puissance récupérée dans le cas de générateurs faiblement couplés ou excités hors résonance, d'augmenter la bande passante, et de découpler sensiblement la quantité d'énergie extraite de l'état de charge électrique.
- La technique FTSECE, *section 2.5*, qui permet, en plus des avantages de la technique OSECE et au pris d'une électronique de contrôle plus complexe, d'adapter la fréquence de résonance du générateur à la fréquence de la source vibratoire, dans le cas de générateurs fortement couplés.

2.1 Adaptation d'impédance optimale

2.1.1 Analyse théorique

L'adaptation d'impédance optimale est présentée ici de manière théorique pour un générateur piézoélectrique linéaire excité par une accélération ambiante sinusoïdale, sans prendre en compte d'éventuelles limitations techniques. Les résultats obtenus ne sont pas forcément atteignables pratiquement, mais cette étude permet de définir les performances théoriques limites.

On considère une charge électrique modélisée par une admittance complexe $\underline{Y}_L = A_L + jB$, connectée au générateur piézoélectrique, comme représenté sur la Figure 14.

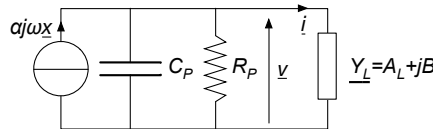


Figure 14 Générateur piézoélectrique chargé par une admittance complexe

La tension piézoélectrique V peut s'exprimer dans le domaine complexe par :

$$\underline{V} = \frac{\alpha j \omega \underline{x}}{A_p + A_L + j(C_p \omega + B)} \quad (12)$$

Où $A_p = 1/R_p$ est la conductance parasite des éléments piézoélectriques. En faisant apparaître deux coefficients adimensionnels v et v qui correspondent respectivement à la composante de la tension en phase avec le déplacement et à la composante en quadrature avance, l'équation (12) peut-être réécrite comme :

$$\underline{V} = \frac{\alpha}{C_p} (v + jv) \underline{x} \text{ avec } \begin{cases} v = \frac{C_p \omega (B + C_p \omega)}{(A_p + A_C)^2 + (B + C_p \omega)^2} \\ v = \frac{C_p \omega (A_p + A_C)}{(A_p + A_C)^2 + (B + C_p \omega)^2} \end{cases} \quad (13)$$

En substituant l'équation (13) dans l'équation d'équilibre dynamique (1) on obtient l'expression du déplacement de la masse inertielle :

$$\underline{x} = \frac{M \underline{\gamma}}{K - M \omega^2 + \frac{\alpha^2}{C_p} v + j \left(D \omega + \frac{\alpha^2}{C_p} v \right)} \quad (14)$$

En normalisant le déplacement par γ_M / ω_0^2 (l'amplitude du déplacement ambiant), on obtient :

$$\bar{x} = \frac{1}{1 - \Omega^2 + k_m^2 v + j(2\xi_M \Omega + k_m^2 v)} \quad (15)$$

Où $\Omega = \omega / \omega_0$ est la pulsation normalisée et $\xi_M = (2Q_M)^{-1}$ est le coefficient d'amortissement mécanique. Cette expression montre que la fréquence naturelle du générateur peut être modifiée en jouant sur v et que l'amortissement induit par la récupération d'énergie peut également être adapté à travers v ($v > 0$). Plus le coefficient de couplage k_m^2 est grand et plus l'effet des variations de v et v est important.

On considère que l'énergie récupérée est celle dissipée dans la partie réelle de la charge électrique complexe (A_L). Bien sûr cela ne correspond pas à un circuit de récupération d'énergie réaliste, puisque la tension devrait être redressée. A_L peut néanmoins être considéré comme la conductance d'entrée équivalente du circuit que l'on souhaite alimenter. Cette hypothèse permet de calculer la limite haute des performances atteignables.

Dans ces conditions, la puissance peut s'exprimer comme :

$$P = \frac{|\underline{V}|^2}{2} A_L \quad (16)$$

Dans le cas où ξ_E est négligé ($A_p = 0$), les pertes intrinsèques dans le générateur piézoélectrique sont modélisées uniquement par ξ_M . On peut alors montrer que, pour maximiser la puissance récupérer, il

faut choisir ν de façon à ce que la fréquence naturelle du générateur soit égale à la fréquence d'excitation et ν tel que l'amortissement induit par la récupération d'énergie soit égal à celui induit par les pertes mécaniques intrinsèques, ce qui donne :

$$\begin{cases} \nu = \frac{\Omega^2 - 1}{k_m^2} \\ \nu = \frac{2\xi_M \Omega}{k_m^2} \end{cases} \quad (17)$$

Si aucune contrainte technique n'est prise en compte, l'équation (13) montre que ν peut prendre n'importe quelle valeur positive ou négative, et que ν peut prendre n'importe quelle valeur positive, ce qui signifie que les équations (17) peuvent être vérifiées quelle que soit la valeur de Ω . Dans ce cas, la puissance limite P_{lim} donnée par l'équation (10) peut être obtenue quelque-soit la fréquence d'excitation en ajustant la partie réelle et la partie imaginaire de l'admittance de charge.

Si ξ_E n'est pas négligé ($A_p \neq 0$), alors les valeurs optimales de A_L et B qui maximisent la puissance récupérée peuvent être obtenues en fonction de Ω en cherchant les racines des dérivées partielles de la puissance récupérée par rapport à A_L et B . Ces valeurs optimales sont données par :

$$\begin{cases} A_L = C_P \omega \left(\frac{2\xi_E}{\Omega} + \frac{2k_m^2 \xi_M \Omega}{4\Omega^2 \xi_M^2 + (\Omega^2 - 1)^2} \right) \\ B = C_P \omega \left(\frac{k_m^2 (\Omega^2 - 1)}{4\Omega^2 \xi_M^2 + (\Omega^2 - 1)^2} - 1 \right) \end{cases} \quad (18)$$

Et la puissance maximale qui peut être récupérée à une certaine fréquence par :

$$P_{opt} = \frac{M\gamma_M^2}{16\omega_0} \frac{k_m^2 \Omega^2}{k_m^2 \xi_M \Omega^2 + \xi_E (4\xi_M^2 \Omega^2 + (\Omega^2 - 1)^2)} \quad (19)$$

La puissance optimale normalisée (même normalisation que pour l'équation (11)) est alors donnée par :

$$\bar{P}_{opt} = \frac{1}{2\xi_M + \frac{2\xi_E}{k_m^2} \left(4\xi_M^2 + \frac{(\Omega^2 - 1)^2}{\Omega^2} \right)} \quad (20)$$

Comme précisé précédemment, si $\xi_E = 0$, la puissance optimale atteint P_{lim} ($\bar{P}_{opt} = (2\xi_M)^{-1} = Q_M$) quelle que soit la fréquence de l'excitation si A_L et B sont réglés de manière adéquate. Si ξ_E n'est pas négligé, on voit que la puissance atteint un maximum pour $\Omega = 1$:

$$\bar{P}_{max} = \frac{1}{2\xi_M \left(1 + \frac{4\xi_E \xi_M}{k_m^2} \right)} \quad (21)$$

La bande passante du générateur est obtenue en cherchant Ω_1 et Ω_2 tels que $\bar{P}_{opt}(\Omega_1) = \bar{P}_{opt}(\Omega_2) = \bar{P}_{max}/2$. La bande passante normalisée est alors donnée par l'équation (22), et la bande passante par $\Delta\omega = \Delta\Omega\omega_0$.

$$\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2 = 2\xi_M \sqrt{1 + \frac{k_m^2}{4\xi_E \xi_M}} \quad (22)$$

La puissance et le déplacement normalisés sont représentés sur la Figure 15 en fonction de la fréquence d'excitation et pour plusieurs valeurs de ξ_E . Les parties réelles et imaginaires de l'admittance de charge optimale sont visibles sur la Figure 16.

On voit clairement que ξ_E a un effet très important sur la bande passante. On peut voir sur la Figure 16 que la valeur optimale de la partie complexe ne dépend pas de ξ_E et que son signe est généralement négatif mais qu'il peut aussi être positif.

La charge optimale est en effet une résistance R_L en parallèle avec une inductance L_L pour la majorité des pulsations ($R_L = A_L^{-1}$ et $L_L = -(B\omega)^{-1}$), mais il s'agit d'une résistance R_L en parallèle avec un condensateur C_L pour des pulsation comprises entre la pulsation propre du générateur en court-circuit ω_0 et la pulsation propre du générateur en circuit ouvert ω_1 ($R_L = A_L^{-1}$ et $C_L = B\omega^{-1}$).

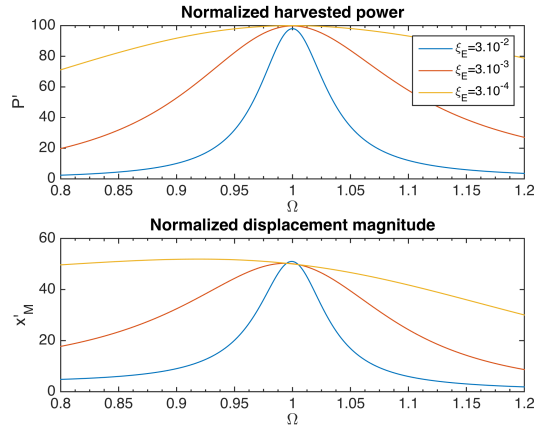


Figure 15 Puissance récupérée normalisée (en haut) et amplitude normalisée du déplacement (en bas) en fonction de la fréquence d'excitation et pour plusieurs valeurs de ξ_E . ($k_m^2 = 3\%$, $\xi_M = 0,005$)

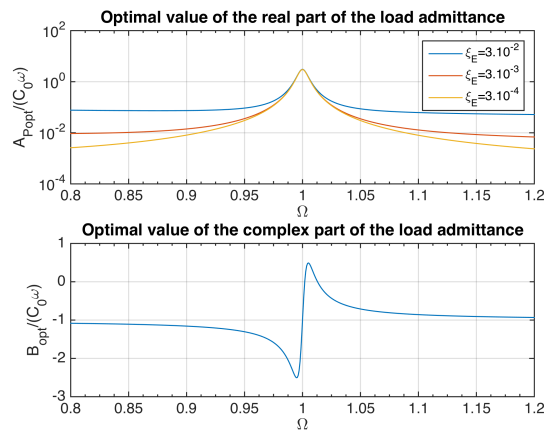


Figure 16 Parties réelles (en haut) et imaginaires (en bas) de l'admittance optimale en fonction de la fréquence d'excitation et pour plusieurs valeurs de ξ_E . ($k_m^2 = 3\%$, $\xi_M = 0,005$)

La Figure 17 montre la tension sur l'élément piézoélectrique lorsque l'admittance optimale est sélectionnée. On voit clairement que l'augmentation de la bande passante de part et d'autre de la fréquence naturelle implique une augmentation très importante de la tension piézoélectrique (jusqu'à six fois la tension maximale en circuit ouvert V_{OC} dans les cas considérés). Ceci est due à l'augmentation de la puissance réactive correspondant à un échange d'énergie entre la capacitance de l'élément piézoélectrique et l'inductance de l'admittance optimale.

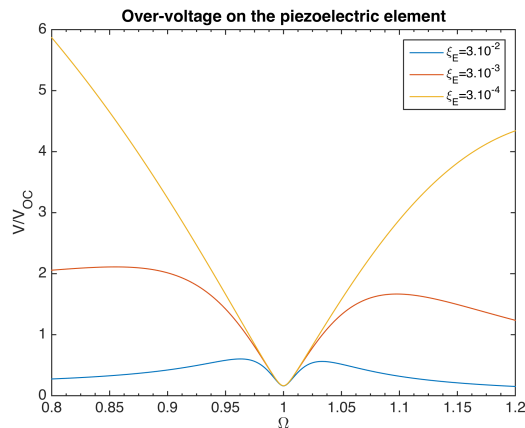


Figure 17 Rapport de la tension électrique optimale sur la tension maximale en circuit ouvert en fonction de la fréquence d'excitation et pour plusieurs valeurs de ξ_E . ($k_m^2 = 3\%$, $\xi_M = 0,005$)

Finalement, on peut calculer l'expression de la figure de mérite (11), en omettant le terme M/V_{tot} , lié à la compacité du générateur, qui n'a pas de sens dans cette étude théorique :

$$FoM' = \bar{P}_{max} \Delta\Omega = \frac{\chi}{\sqrt{1+\chi}} \text{ avec } \chi = \frac{k_m^2}{4\xi_M\xi_E} = \frac{\alpha^2 R_p}{D} \quad (23)$$

χ est un paramètre adimensionnel qui peut être interprété comme un indicateur des performances d'un générateur piézoélectrique : il est d'autant plus élevé que le coefficient de couplage est élevé, et d'autant plus faible que les pertes mécaniques et électriques sont importantes.

La puissance maximale et la bande passante normalisées, ainsi que la figure de mérite FoM' sont tracées sur la Figure 18 en fonction de χ . Pour des générateurs piézoélectriques typiques, l'ordre de grandeur pour k_m^2 est de quelques pourcents, alors que ξ_E et ξ_M sont de l'ordre de 10^{-2} et 10^{-3} . χ est ainsi généralement compris entre 10 et 100. Pour ces valeurs, la figure de mérite peut être approximée par $FoM' \approx \sqrt{\chi}$.

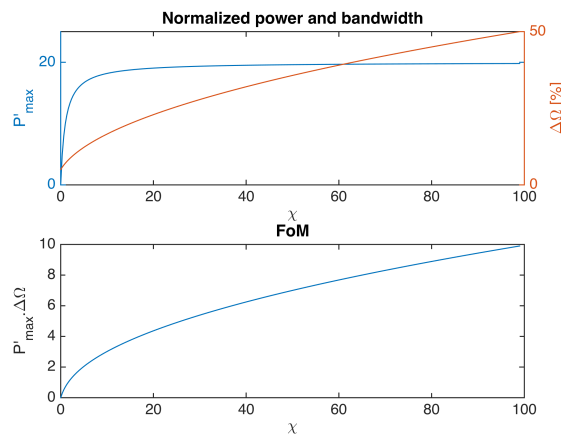


Figure 18 En haut : puissance et bande passante normalisées en fonction de χ (pour $\xi_M=0,025$).
En bas : FoM' en fonction de χ (cette courbe ne dépend pas de ξ_M)

En reprenant la comparaison entre générateurs piézoélectriques et électromagnétiques effectuée *section 1* dans le cas d'une charge électrique purement résistive, on peut montrer que les résultats présentés précédemment pour un générateur piézoélectrique chargé par une admittance complexe sont également valable pour un générateur électromagnétique chargé par une impédance complexe. Ainsi, pour un générateur électromagnétique, on aura :

$$FoM' = \bar{P}_{max} \Delta\Omega = \frac{\chi}{\sqrt{1+\chi}} \text{ avec } \chi = \frac{k_m^2}{4\xi_M\xi_E} = \frac{\beta^2}{r_L D} \quad (24)$$

La figure de mérite sera d'autant meilleure que le coefficient électromécanique β est grand et que la résistance série du bobinage et l'amortissement mécanique sont faibles.

2.1.2 Vers une réalisation pratique ?

En pratique, cette stratégie d'adaptation d'impédance est difficile à mettre en œuvre car elle nécessite l'émulation de charges électriques complexes dotées de mécanismes de réglage en continu. On pourrait penser à l'utilisation de montages électroniques de type gyrateur pour émuler de larges inductances réglables. De tels circuits, basés sur l'utilisation d'amplificateurs opérationnels, consomment cependant une puissance trop importante et ne sont pas une solution viable pour la récupération d'énergie.

Une solution pratique pour l'implémentation de cette approche est néanmoins envisageable en reproduisant le comportement d'une admittance linéaire optimale au moyen d'un pont actif commandé par des signaux PWM (Pulse Width Modulation). Le circuit proposé par (Lefeuvre et al. 2009), et représenté Figure 19, pourrait être une solution pour cette approche.

Dans ce circuit, l'élément piézoélectrique est branché à un pont actif via une inductance. Le contrôle par des signaux PWM adéquats des interrupteurs électroniques qui composent le pont permet théoriquement d'émuler n'importe quelle charge électrique, notamment l'admittance électrique optimale, par l'asservissement de la composante fondamentale du courant circulant dans l'inductance en tête du redresseur.

La sortie du redresseur est ici connectée à un élément de stockage (condensateur ou supercondensateur), et un convertisseur de type *buck-boost* est ensuite utilisé pour réguler la tension de sortie V_L , que la tension V_{DC} soit plus faible ou plus grande que V_L .

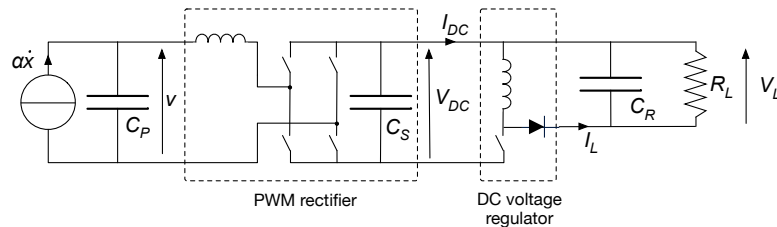


Figure 19 Circuit d'interface pour une implémentation pratique de l'adaptation d'impédance optimale (Lefeuvre et al. 2009)

Le contrôle en permanence du courant absorbé par le pont redresseur nécessite un algorithme complexe et un pilotage du pont en continu, ce qui implique une consommation *a priori* incompatible avec des générateurs piézoélectriques de faibles puissances (<100 mW).

Une autre limitation à cette approche peut être déduite de la Figure 17: l'augmentation de la tension liée à la partie réactive de l'admittance de charge peut conduire à des effets de dépolarisation du matériau piézoélectrique ou au moins à l'apparition de non linéarités dans la réponse du système.

Les résultats obtenus sont néanmoins pertinents car ils permettent **de fixer un horizon pour la puissance maximale, la bande passante et la figure de mérite** de générateurs piézoélectriques linéaires.

2.2 Adaptation de résistance dans le cas d'un simple redresseur

La plupart des systèmes de récupération d'énergie vibratoire commerciaux utilisent en fait un simple pont redresseur double alternance (passif ou actif) pour mettre en forme la tension piézoélectrique. L'énergie générée peut alors être stockée dans un condensateur ou un super-condensateur, et un convertisseur DC/DC est ensuite généralement utilisé pour réguler la tension de sortie ou pour émuler une résistance de charge optimale.

Cette stratégie est représentée Figure 20, où R_L correspond à la résistance d'entrée du circuit alimenté.

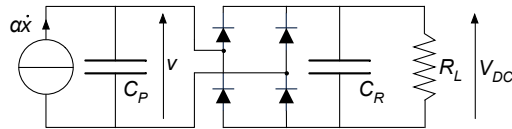


Figure 20 Générateur piézoélectrique branché à un pont redresseur suivi d'un condensateur de filtrage et d'une charge résistive correspondant à la résistance d'entrée du circuit alimenté

La puissance récupérée est ici calculée comme étant la puissance dissipée dans R_L . On considèrera que les pertes électriques dans le générateur piézoélectrique peuvent être négligées ($\xi_E = 0$), ce qui est une hypothèse valable tant que $R_L \ll R_P$.

2.2.1 Analyse théorique

Ce circuit a été étudié en détail par (Shu & Lien 2006). Une analyse cohérente avec la démarche utilisée pour l'étude de l'adaptation d'impédance optimale est proposée ici, afin de pouvoir comparer ses performances avec celles des circuits non-linéaires présentés sections 2.3, 2.4 et 2.5.

On considère un générateur piézoélectrique linéaire excité autour de sa fréquence de résonance par une accélération ambiante sinusoïdale. On suppose que la capacité de filtrage C_R est suffisamment grande pour que la tension V_{DC} soit constante. La tension V_{DC} peut alors être exprimée en fonction de l'amplitude x_M du déplacement de la masse dynamique du générateur :

$$V_{DC} = \frac{\alpha \omega R_L}{C_P \omega R_L + \frac{\pi}{2}} x_M \quad (25)$$

La tension piézoélectrique V est périodique mais non sinusoïdale, du fait des non linéarités introduites par le pont redresseur. Cependant, puisque seul le premier harmonique V_1 de cette tension est proche de la fréquence de résonance du générateur, on peut considérer que seul celui-ci a un effet sur l'état vibratoire du générateur.

$$\underline{V}_1 = \frac{\alpha}{C_P} (v + jv) \underline{x} \text{ avec } \begin{cases} v = \frac{\omega R_L C_P}{\omega R_L C_P + \frac{\pi}{2}} \\ v = \frac{2\omega R_L C_P}{\left(\omega R_L C_P + \frac{\pi}{2}\right)^2} \end{cases} \quad (26)$$

Les expressions complexes du déplacement et du déplacement normalisé sont identiques à celles données section 2.1.1, équations (14) et (15), si ce n'est que les expressions de v et v sont différentes.

En définissant une résistance de charge normalisée $\bar{r} = R_L C_P \omega$, v et v peuvent être réécrits sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v = \frac{\bar{r} \Omega}{\bar{r} \Omega + \frac{\pi}{2}} \\ v = \frac{2\bar{r} \Omega}{\left(\bar{r} \Omega + \frac{\pi}{2}\right)^2} \end{cases} \quad (27)$$

On peut remarquer que v est compris entre 0 (lorsque \bar{r} tend vers 0) et 1 (lorsque \bar{r} tend vers l'infini). De l'équation (15), on peut alors déduire que la pulsation propre du générateur chargé sera

comprise entre ω_0 (pulsation propre en court-circuit) et $\omega_1 = \omega_0\sqrt{1 + k_m^2}$, (pulsation propre en circuit ouvert). On peut aussi remarquer que v est compris entre 0 (lorsque \bar{r} tends vers 0 ou vers l'infini) et $1/\pi$ (pour $\bar{r}\Omega = \pi/2$). D'après les équations (17), cela signifie que l'amortissement électrique optimal ne peut pas être atteint si $k_m^2 < 2\Omega\xi_M\pi$, c'est à dire, pour $\omega = \omega_0$ si $k^2Q_M < \pi$.

La puissance récupérée est donnée par :

$$P = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (28)$$

Et la puissance normalisée peut alors être exprimée par :

$$\bar{P} = 8k_m^2 \frac{\bar{r}\Omega^2}{\bar{r}\Omega + \frac{\pi}{2}} \bar{x}_M^2 \quad (29)$$

Où \bar{x}_M est déduit de l'expression (15) :

$$\bar{x}_M = \frac{1}{\sqrt{(1 - \Omega^2 + k_m^2 v)^2 + (2\xi_M\Omega + k_m^2 v)^2}} \quad (30)$$

La puissance maximale normalisée ainsi que la charge résistive optimale correspondante sont tracées sur la Figure 21, pour différentes valeurs de k_m^2 . Lorsque k_m^2 augmente, on peut voir que la bande passante s'élargit continuellement, alors que la puissance maximale fini par saturer (la puissance normalisée atteint alors Q_M). Il est important de préciser que pour obtenir ces performances, un réglage continu de la résistance de charge est nécessaire en fonction de la fréquence d'excitation. Les zones colorées sur la Figure 21 donnent une idée de la sensibilité de la puissance récupérée à la charge électrique : elles représentent les valeurs de résistance de charge pour lesquelles au moins 50% de la puissance maximale est effectivement récupérée.

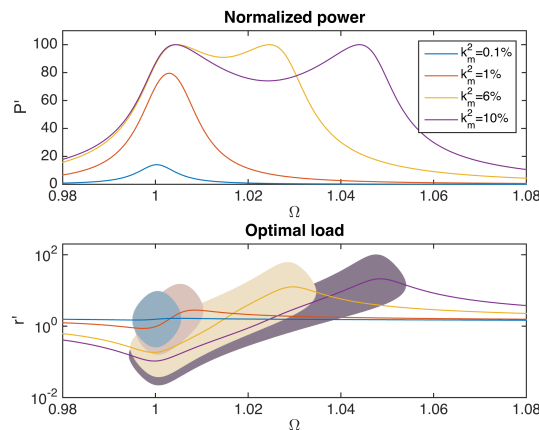


Figure 21 En haut : puissances maximales normalisées en fonction de Ω , pour $\xi_M = 0,005$ ($Q_M = 100$) et différentes valeurs de k_m^2 . En bas : charges optimales normalisées correspondantes (les aires correspondent aux charges pour lesquelles au moins 50% de la puissance maximale est récupérée).

La puissance maximale normalisée, la bande passante et la figure de mérite définie par l'équation (23) sont représentées sur la Figure 22 en fonction de k_m^2 et pour différentes valeurs de Q_M . Figure 22a, la courbe en noire correspond à $k_m^2 Q_M = \pi$. On peut voir que la puissance normalisée maximale est égale à Q_M pour $k_m^2 Q_M \geq \pi$. La Figure 22b montre que la bande passante augmente quasiment linéairement avec k_m^2 . Pour de grande valeur du produit $k_m^2 Q_M$, la bande passante finit cependant par décroître car la puissance dans le puit entre les deux maxima devient inférieure à la moitié de la puissance maximale. Pour des générateurs piézoélectriques classiques, k_m^2 est de l'ordre de quelques pourcents, tandis que Q_M est compris entre dix et quelques centaines. La Figure de mérite FoM' est alors généralement inférieure à 5. La Figure 22c montre clairement que l'augmentation de k_m^2 et de Q_M permet d'améliorer les performances des générateurs.

On rappelle que les résultats présentés ici impliquent un réglage en continu de la charge électrique en fonction de la fréquence de la sollicitation ambiante. Ceci nécessite l'emploi d'une interface de puissance spécifique dont la résistance d'entrée est contrôlée par un algorithme de type MPPT.

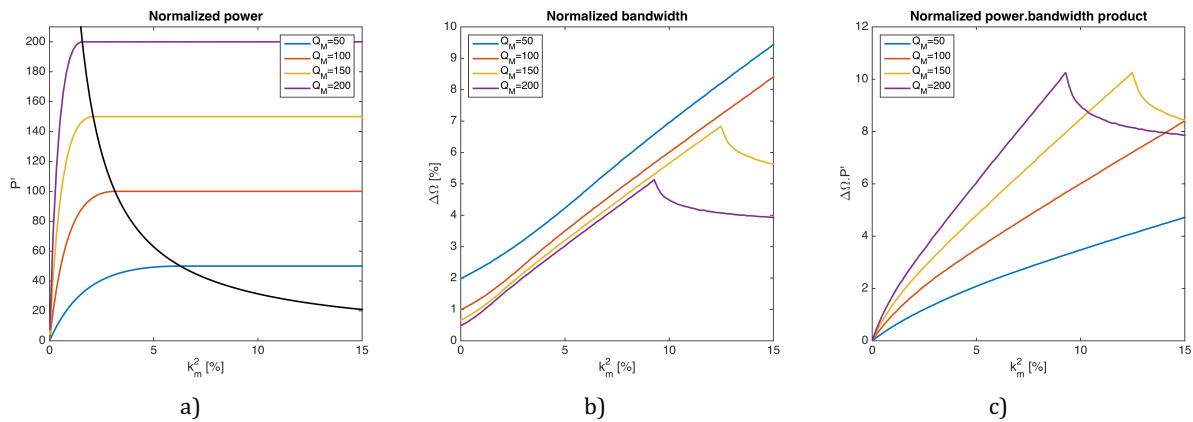


Figure 22 a) Puissance normalisée en fonction de k_m^2 , b) Bande passante normalisée en fonction de k_m^2 , c) FoM' en fonction de k_m^2

2.2.2 Réalisations pratiques

Plusieurs circuits d'interface ont été proposés pour émuler la charge optimale résistive d'un générateur piézoélectrique suivi d'un pont redresseur et d'une capacité de filtrage. L'un des premiers circuits de ce type a été proposé par (Ottman et al. 2003). Ce circuit, dont le schéma de principe est représenté Figure 23 met en œuvre un convertisseur DC/DC de type *buck*.

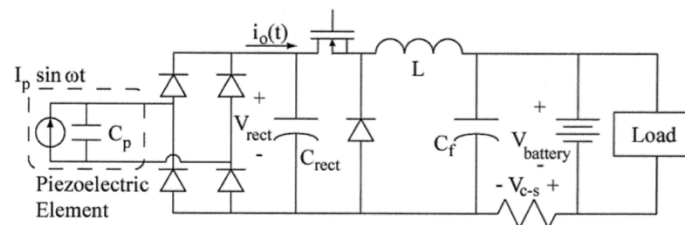


Figure 23 Générateur piézoélectrique suivi d'un pont redresseur et d'un convertisseur DC/DC de type buck (Ottman et al. 2003)

La résistance d'entrée d'un tel convertisseur utilisé en mode de conduction discontinu est constante pour un rapport cyclique du signal de contrôle donné. On peut donc fixer simplement cette résistance d'entrée à la valeur qui maximise le transfert énergétique.

Cependant, pour que cette stratégie soit efficace pour des fréquences de vibration variables et/ou pour rendre robuste ce type de stratégie à des variations éventuelles des caractéristiques électromécaniques des générateurs (vieillessement par exemple), il est nécessaire de développer des circuits actifs de type MPPT pour adapter en continu la résistance d'entrée des convertisseurs. De nombreux travaux ont été menés en ce sens, et la tendance actuelle dans ce domaine est au développement de circuits de contrôle MPPT plus rapides et moins consommateurs d'énergie (Shim et al. 2014), (Bandyopadhyay et al. 2014). **Les techniques non-linéaires présentées ci-après sont des alternatives à ce type de stratégies complexes.**

2.3 Les techniques non-linéaires de récupération d'énergie

Les techniques non-linéaires d'extraction d'énergie ont été développées pour optimiser simplement le transfert d'énergie entre un générateur piézoélectrique et la charge à alimenter. Elles ont initialement été dérivées du circuit d'amortissement vibratoire SSDI présenté dans la *section II.2.1*, en remarquant que cette méthode d'amortissement semi-passive était une particulièrement efficace pour extraire l'énergie mécanique d'une structure vibrante équipée d'éléments piézoélectriques. Il s'agit alors de valoriser l'énergie extraite en associant un circuit permettant la mise en forme et le stockage de l'énergie mécanique convertie en énergie électrique.

Le point commun entre ces approches est un traitement non-linéaire de la tension piézoélectrique réalisé de manière synchrone avec la vibration. La Figure 24 montre la chronologie des principaux circuits non-linéaires développés : les techniques SSHI, SECE, SMFE, OSECE et FTSECE, ainsi que des approches proposées par d'autres équipes de recherche, (Lallart et al. 2008), (Wu et al. 2009), (Garbuio et al. 2009), (Dicken et al. 2009), (Shen et al. 2010), (Lallart & Guyomar 2010) et (Elliott & Mitcheson 2012).

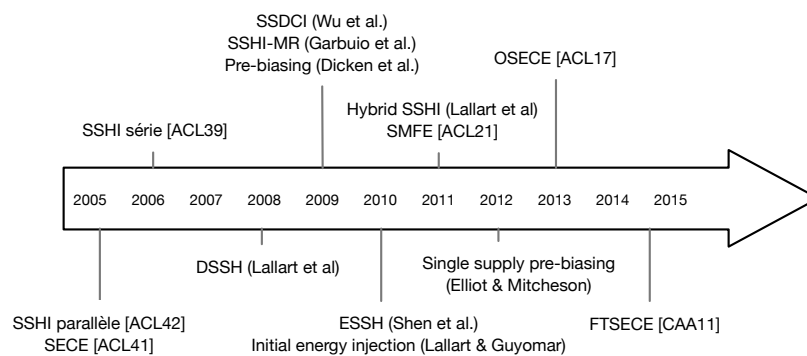


Figure 24 Principales techniques d'extraction d'énergie non-linéaires

De nombreux autres travaux peuvent être cités, qui portent sur des améliorations des techniques listées Figure 24 ou sur leur mise en œuvre pratique (réalisation d'ASIC notamment). Les techniques pour lesquelles j'ai apporté une contribution significative sont brièvement décrites ci-après :

- Le circuit **SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) parallèle** [ACL34, ACL40, ACL42], est représenté Figure 25. Il consiste à connecter le circuit {interrupteur électronique S , bobine L } de la Figure 4a en parallèle avec un pont redresseur, ce qui permet d'augmenter la tension piézoélectrique et de la mettre en phase avec la vitesse de la masse dynamique. La puissance générée est largement améliorée dans le cas de structures faiblement couplées ($k_m^2 Q_M < 2$). Ce circuit a un effet bénéfique sur la bande passante. L'impédance de la charge électrique optimale est plus grande que dans le cas du simple pont redresseur, ce qui signifie que cette approche est bien adaptée pour des tensions V_{DC} élevées. L'intégration de cette technique dans un ASIC a été proposée par (Ramadass & Chandrakasan 2010) et (Sanchez et al. 2016).

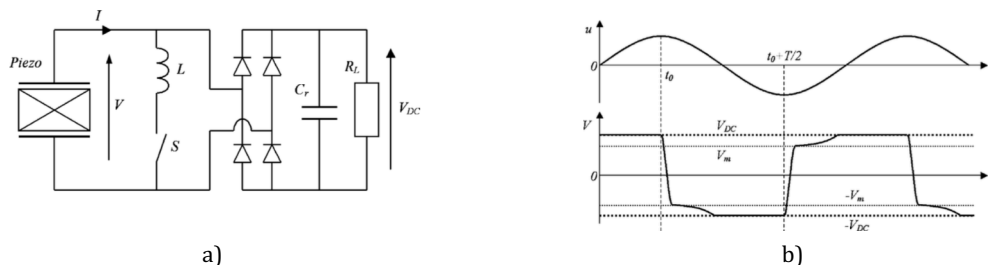


Figure 25 a) Schéma du circuit SSHI parallèle b) Formes d'ondes associées [ACL39]

- Le circuit **SSHI série**, initialement proposé par (Taylor et al. 2001), est représenté Figure 26. Le circuit $\{S, L\}$ est ici branché en série avec le pont redresseur. L'effet sur la puissance et la bande passante est quasiment identique à celui du circuit précédent, mais l'impédance de la charge

électrique optimale est plus petite que dans le cas du simple pont redresseur, ce qui signifie que cette approche est bien adaptée pour des tensions V_{DC} faibles

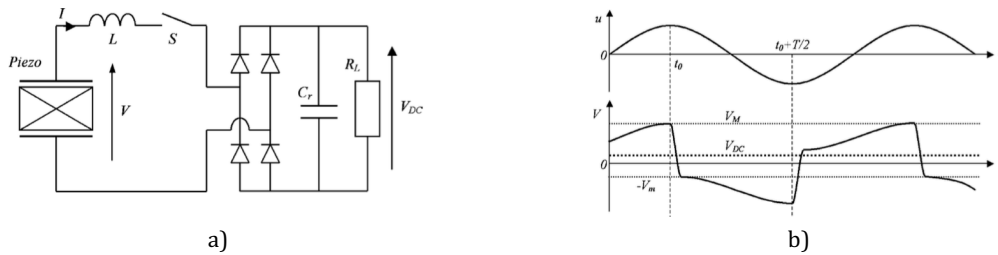


Figure 26 a) Schéma du circuit SSHI série b) Formes d'ondes associées [ACL39]

- Le circuit **SECE (Synchronized Electrical Charge Extraction)** [ACL41], illustré par la Figure 27, consiste à extraire l'intégralité des charges électriques générées à chaque extremum de tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. Il permet d'améliorer la puissance générée dans le cas de structures faiblement couplées (dans une moindre mesure que les circuits SSHI cependant), d'améliorer la bande passante et de fournir une puissance théoriquement indépendante de la charge électrique (indépendante de V_{DC}). L'intégration de cette technique dans un ASIC a été proposée par (Hehn et al. 2012) et (Gasnier et al. 2014).

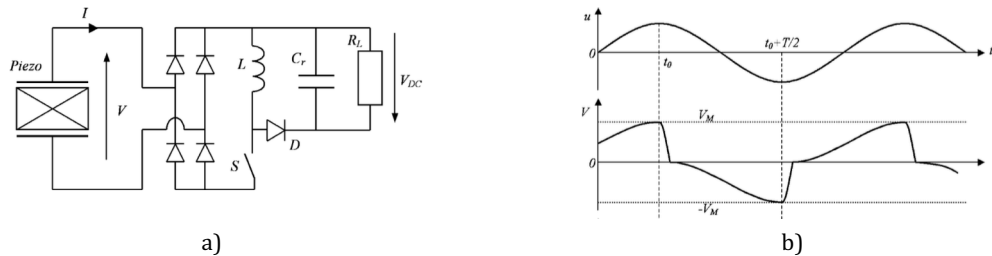


Figure 27 a) Schéma du circuit SECE b) Formes d'ondes associées [ACL41]

- Le circuit **SMFE (Synchronized Magnetic Flux Extraction)** est dual au circuit SECE pour un générateur électromagnétique et a les mêmes propriétés [ACL21]. Un point à souligner est que les seuils de diodes sont facilement franchis dans cette architecture, grâce à un effet inductif de surtension, ce qui est particulièrement intéressant pour les générateurs électromagnétiques qui sont souvent caractérisés par une faible tension en sortie du transducteur. Le circuit SMFE nécessite cependant une conception spécifique du générateur afin de minimiser les pertes électriques ξ_E , quitte à impliquer la diminution du coefficient de couplage k_m^2 , [ACL14].

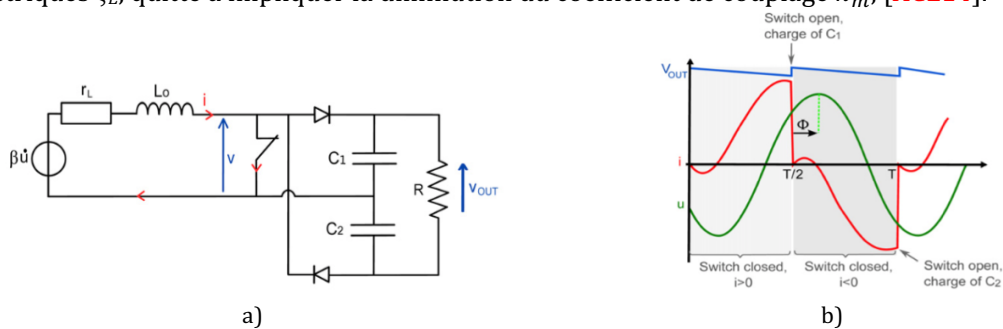


Figure 28 a) Schéma du circuit SMFE b) Formes d'ondes associées [ACL14]

- Le circuit **OSECE (Optimized Synchronized Electrical Charge Extraction)** combine les avantages des circuits SSHI et SECE [ACL17], au prix de l'utilisation de trois bobines magnétiquement couplées au lieu d'une seule. Ce circuit est présenté plus en détail section 2.4
- Le circuit **FTSECE (Frequency Tuning Synchronized Electrical Charge Extraction)** [CAA10], présenté section 2.5, permet d'améliorer les performances du circuit SECE dans le cas de générateurs fortement couplés, pour lesquels il devient possible de modifier la fréquence de résonance de la structure pour l'adapter aux vibrations ambiantes, par le traitement non-linéaire de la tension piézoélectrique.

2.4 Analyse du circuit OSECE

Le circuit OSECE a été développé comme une amélioration du circuit SECE. Il permet de conserver une relative indépendance à la charge électrique, tout en simplifiant l'électronique de commande et en améliorant les performances pour des générateurs faiblement couplés.

Ce circuit est décrit dans [ACL17]. En suivant la démarche décrite en introduction de la *section 2*, des résultats complémentaires sont établies ici, notamment son effet bénéfique sur la bande passante de générateurs linéaires.

2.4.1 Analyse théorique

Le circuit OSECE est représenté sur la Figure 29. Un transformateur de rapport de transformation m avec deux primaires et un secondaire sépare le circuit en deux parties. La partie gauche est très similaire au circuit SSDI présenté Figure 4a : elle a pour rôle d'amplifier la tension piézoélectrique et de la mettre en phase avec la vitesse. La partie droite est similaire au secondaire d'un convertisseur DC/DC de type *flyback*.

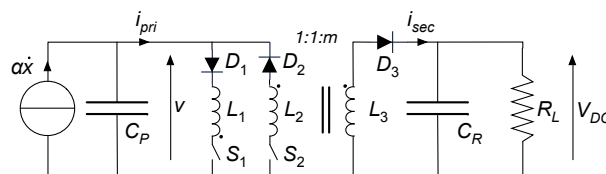


Figure 29 Circuit OSECE d'extraction d'énergie

Les interrupteurs électroniques S_1 et S_2 sont commandés de manière symétrique : S_1 est fermé et S_2 est ouvert après que la tension atteigne un maximum ; S_2 est fermé et S_1 est ouvert après que la tension atteigne un minimum. Cette stratégie de commutation permet l'inversion partielle de la tension piézoélectrique deux fois par période de vibration. L'inversion n'est pas complète car elle est stoppée dès que la tension au secondaire du transformateur atteint V_{DC} car à cet instant la diode en série avec l'interrupteur fermé est polarisée en inverse et devient bloquée.

La Figure 30 montre les formes d'ondes typiques du déplacement x de la masse dynamique, de la tension V et du signal de commande des interrupteurs électroniques dans le cas d'une excitation sinusoïdale. Des détails des tensions et courant autour de la phase d'extraction d'énergie sont également donnés. V_M et V_m correspondent aux valeurs de la tension piézoélectrique juste avant et juste après la phase d'inversion partielle de la tension, dont la durée est t_m .

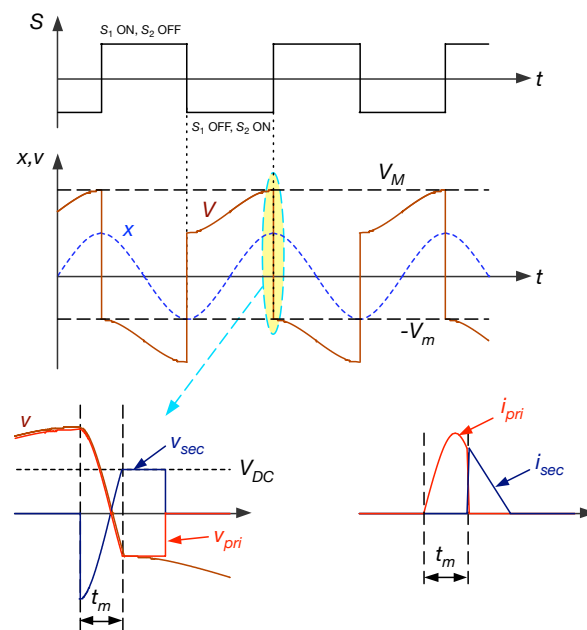


Figure 30 Evolution temporelle des grandeurs caractéristiques pour la technique OSECE

Pour l'analyse des performances du circuit OSECE, on considère une accélération ambiante sinusoïdale dont la fréquence est proche de la fréquence de résonance d'un générateur piézoélectrique linéaire. Les hypothèses suivantes sont faites : le circuit magnétique est linéaire, le couplage entre les enroulements primaires et l'enroulement secondaire est parfait, les tensions de seuil des diodes sont négligeables, la tension V_{DC} est constante. La tension V_{DC} peut alors être exprimée en fonction de l'amplitude x_M du déplacement relatif de la masse dynamique :

$$V_{DC} = -2m \frac{\alpha}{C_p} \frac{\cos \theta e^{-\frac{\theta}{2Q_I}}}{1 + \cos \theta e^{-\frac{\theta}{2Q_I}}} \quad (31)$$

Q_I est le facteur de qualité du circuit électrique oscillant constitué par l'inductance du primaire (L_1 ou L_2) et la capacité C_p de l'élément piézoélectrique, m est le rapport du transformateur et θ est un angle correspondant à la durée de la phase d'inversion ($\theta = \pi$ pour une inversion complète) :

$$\theta = \pi - \arctan \left(m \sqrt{\frac{2\pi}{R_L C_p \omega}} \right) = \pi - \arctan \left(m \sqrt{\frac{2\pi}{r\Omega}} \right) \quad (32)$$

Comme pour le montage constitué d'un simple pont redresseur, on considère que seule la composante fondamentale V_1 de la tension piézoélectrique, donnée par l'équation (33), aura un effet sur le déplacement de la masse dynamique.

$$\underline{V}_1 = \frac{\alpha}{C_p} (v + j\nu) \underline{x} \text{ avec } \begin{cases} v = 1 \\ \nu = \frac{4}{\pi} \frac{1 - \cos \theta e^{-\frac{\theta}{2Q_I}}}{1 + \cos \theta e^{-\frac{\theta}{2Q_I}}} \end{cases} \quad (33)$$

Encore une fois, les expressions complexes du déplacement et du déplacement normalisé sont les mêmes que celles données *section 2.1.1*, équations (14) et (15).

Puisque $v = 1$, la pulsation propre du générateur piézoélectrique branché au circuit OSECE est égale à la pulsation propre du générateur en circuit ouvert ($\omega_0 \sqrt{1 + k_m^2}$). On peut également remarquer que ν est toujours plus grand que $4/\pi$ (car θ est compris entre $\pi/2$ et π) et dépend de θ et Q_I . En comparant avec le cas du simple pont redresseur où ν est toujours plus petit que $1/\pi$, il est clair que la technique OSECE engendre un amortissement plus important.

Comme précédemment, la puissance récupérée est donnée par l'équation (28), et la puissance normalisée est finalement donnée par :

$$\bar{P} = \frac{16}{\pi} k_m^2 \frac{\Omega \sin \theta e^{-\frac{\theta}{Q_I}}}{\left(1 + \cos \theta e^{-\frac{2\theta}{Q_I}}\right)^2} \bar{x}_M^2 \text{ avec } \theta = \pi - \arctan \left(m \sqrt{\frac{2\pi}{r\Omega}} \right) \quad (34)$$

Où \bar{x}_M est donné par l'expression (30). La puissance maximale normalisée et la charge résistive optimale correspondante sont tracées sur la Figure 31 en fonction de la fréquence d'excitation, pour différentes valeurs de k_m^2 . Lorsque k_m^2 augmente, on peut observer que si la bande passante augmente continuellement, la puissance maximale commence par augmenter avant de décroître. Ceci est dû à un effet d'amortissement trop important de la technique OSECE pour les structures fortement couplées. Lorsqu'on compare les puissances récupérées avec un simple redresseur et avec la technique OSECE, on voit que cette dernière est plus efficace pour des générateurs faiblement couplés ou des générateurs excités en dehors de leur fréquence de résonance.

Les zones colorées dans le graphique du bas de la Figure 31 correspondent aux charges électriques pour lesquelles au moins 50% de la puissance maximale est récupérée. On voit clairement ici que la dépendance à la charge est beaucoup plus faible que lorsqu'on utilise un simple redresseur.

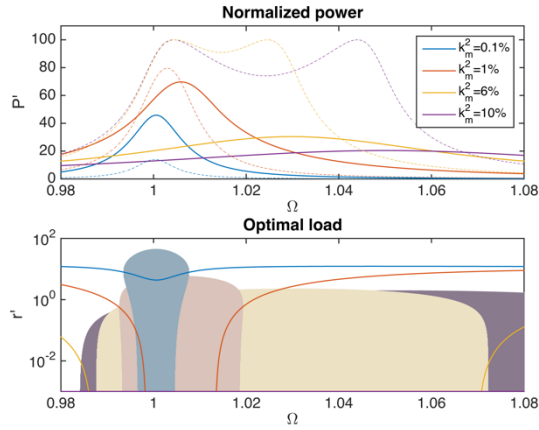


Figure 31 En haut : puissances maximales normalisées en fonction de Ω , pour $\xi_M = 0,005$ ($Q_M = 100$) et différentes valeurs de k_m^2 (traits pleins : OSECE, traits pointillés : simple redresseur). En bas : charges optimales normalisées correspondantes (les aires correspondent aux charges pour lesquelles au moins 50% de la puissance max est récupérée)

La puissance maximale normalisée, la bande passante et la figure de mérite définie par l'équation (23) sont représentées sur la Figure 32 en fonction de k_m^2 et pour différentes valeurs de Q_M . Les résultats obtenus pour la technique OSECE sont tracés en traits pleins, alors que ceux correspondant au simple redresseur sont tracés en pointillés. La Figure 32a montre que la puissance récupérée avec la technique OSECE est plus grande lorsque $k_m^2 Q_M$ est plus petit que 0,7 environ (la courbe en noire correspond à $k_m^2 Q_M = 0,7$). Cette valeur particulière dépend de Q_I , qui a été fixé à 5 pour cette simulation (les valeurs réalistes de Q_I sont dans l'intervalle [4; 10]). La Figure 32b montre que la bande passante obtenue en utilisant la technique OSECE est toujours plus grande, ce qui confirme l'intérêt de cette approche dans le cas de générateur susceptible d'être excités en dehors de leur fréquence de résonance. Finalement, la Figure 32c montre que la figure de mérite FoM' est plus grande pour la technique OSECE lorsque $k_m^2 Q_M$ est plus petit que 2,8 environ (la courbe en noire correspond à $k_m^2 Q_M = 2,8$).

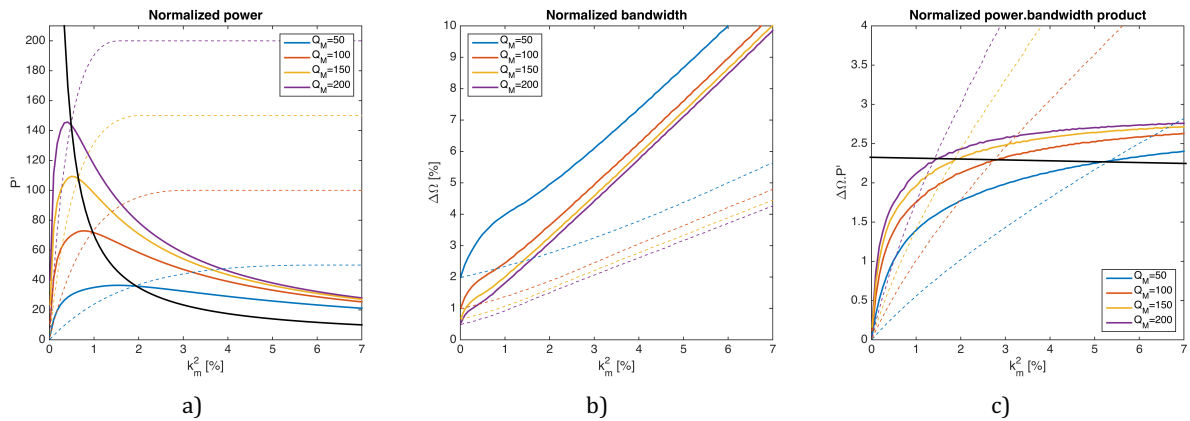


Figure 32 a) Puissance normalisée en fonction de k_m^2 b) Bande passante normalisée en fonction de k_m^2 c) FoM' en fonction de k_m^2 – traits pleins : OSECE ($Q_I = 5, m = 1$), traits pointillés : simple redresseur

Il est important de préciser que les performances tracées sur la Figure 32 sont données pour une charge optimale. Une implémentation pratique du simple redresseur pourrait ainsi donner des résultats beaucoup moins bons que les performances théoriques à cause de la forte dépendance de la puissance récupérée à la charge électrique, qui implique l'utilisation obligatoire d'un circuit de contrôle complexe de type MPPT. Au contraire, l'approche OSECE est beaucoup plus tolérante à des variations de charge, ce qui rend ces performances pratiques proches des simulations théoriques.

2.4.2 Réalisations pratiques

La technique OSECE a été validée sur un générateur similaire à celui représenté sur la Figure 33. Il s'agit d'une simple poutre cantilever équipée de deux patches piézoélectriques branchés en parallèles et d'une masse sismique. La poutre est mise en vibration par un pot vibrant.

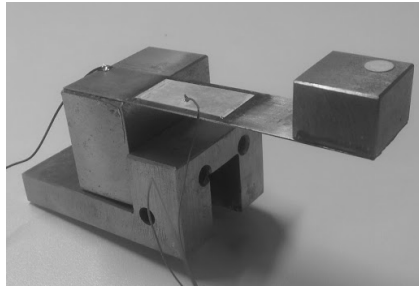


Figure 33 Prototype de générateur piézoélectrique linéaire (le volume de la masse dynamique est de 1cm^3 environ)

La Figure 34 permet de comparer les performances expérimentales du circuit OSECE par rapport au montage simple redresseur.

Pour la Figure 34a, le générateur est excité de manière à vibrer avec une amplitude constante. Cela correspond à des structures faiblement couplées ou à des structures excitées en dehors de leur fréquence de résonance (pas d'impact ou faible impact de la récupération d'énergie sur les vibrations de l'oscillateur mécanique). On vérifie que la technique OSECE permet alors de récupérer beaucoup plus d'énergie qu'un simple redresseur et que la puissance est beaucoup moins sensible à la charge électrique. La puissance est tracée ici en fonction de la tension redressée V_{DC} et non pas, comme précédemment, en fonction de la charge R_L . Ces tracés sont néanmoins équivalents, en remarquant que $R_L = V_{DC}^2/P$.

L'intérêt de tracer la puissance en fonction de V_{DC} est d'illustrer que **la technique OSECE est particulièrement intéressante pour des applications où la tension sur le dispositif de stockage est amenée à varier**, notamment parce que les instants où de l'énergie ambiante est disponible et les instants où l'application nécessite de la puissance ne sont *a priori* pas corrélés. Pour la même raison, la technique OSECE est bien adaptée à des excitations vibratoires présentant des spectres variables [ACL8, ACL11, ACL32].

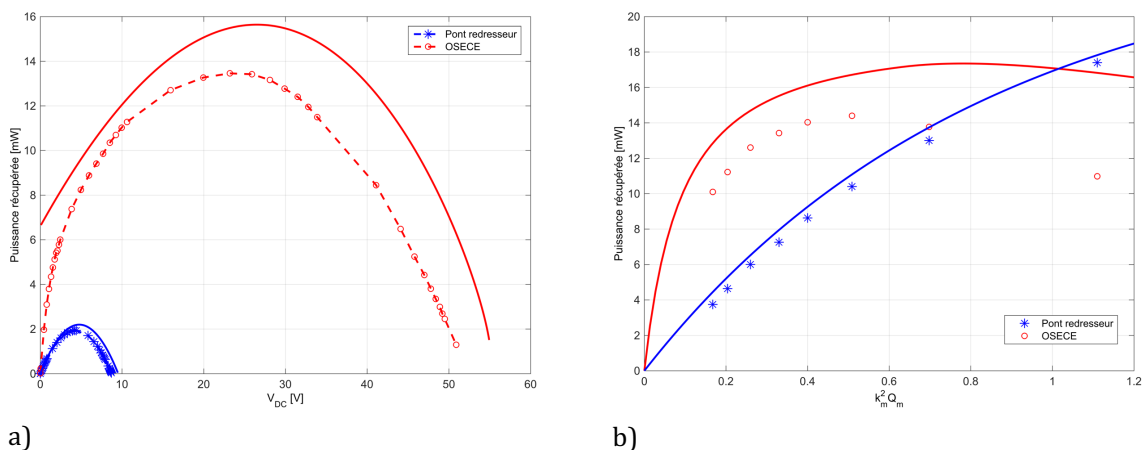


Figure 34 Performances comparées d'un circuit simple redresseur et du circuit OSECE
a) à déplacement d'amplitude constante de la masse dynamique b) à accélération ambiante d'amplitude constante
Les calculs théoriques sont représentés en traits pleins, les mesures expérimentales par des points

Sur la Figure 34b, le générateur est excité à sa fréquence de résonance par une accélération ambiante sinusoïdale d'amplitude constante. On peut faire baisser le coefficient de couplage de la structure en ajoutant une capacité variable en parallèle avec les éléments piézoélectriques (d'après l'expression (4) de k_m^2). Le déplacement de la masse dynamique n'est plus constant car on considère l'amortissement induit par la conversion d'énergie électromécanique.

On vérifie que **la technique OSECE est plus efficace pour les faibles couplages**, mais qu'elle finit par être moins intéressante pour les forts couplages. Ceci vient du fait que, pour les forts couplages, une amélioration de la transduction n'est plus nécessaire pour atteindre la puissance P_{lim} , alors que cette amélioration engendre un amortissement trop important de l'oscillateur dans le cas de la technique OSECE.

La réalisation pratique des circuits de commutations synchronisées utilisés dans les circuits d'extraction d'énergie non-linéaires a été étudiée. La Figure 35 montre ainsi une façon de piloter de manière autonome l'ouverture et la fermeture de MOSFETs utilisés pour les interrupteurs S_1 et S_2 . Cette méthode est basée sur la détection des extrema de tension. Un comparateur (1) commande S_1 à partir de la différence entre la tension piézoélectrique V et la tension V_c du détecteur d'enveloppe (2). S_2 est commandé de la même manière avec cependant une polarité inversée de V .

Une autre méthode, proposée notamment par (Chen et al. 2012), consiste à détecter les passages à zéro du courant généré par un élément piézoélectrique additionnel en court-circuit. Ces instants coïncident avec les extrema de tension sur l'élément piézoélectrique utilisé pour la récupération d'énergie. L'avantage est une commande plus précise des transistors. L'inconvénient est la mise en œuvre obligatoire de deux éléments piézoélectriques (ou d'un électrodage particulier).

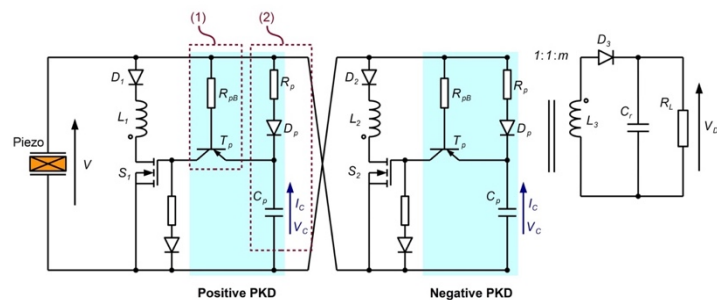


Figure 35 Réalisation électronique pratique du circuit OSECE [ACL10]

Une autre approche consiste à utiliser des butées mécaniques pour les interrupteurs S_1 et S_2 . Cette approche, illustrée Figure 36 associe la technique OSECE à une modification du comportement vibratoire du générateur piézoélectrique. Il ne s'agit plus ici d'un système linéaire, mais d'un système raidissant, linéaire par morceaux. En considérant K_0 la raideur de la poutre cantilever et K_1 la raideur d'une butée, la raideur du système est K_0 lorsque l'extrémité de la poutre ne touche pas les butées et elle est égale à $K_0 + K_1$ lorsque l'extrémité de la poutre est en contact avec une butée. Ce type d'oscillateur raidissant a initialement été proposé pour élargir la bande passante de générateurs inertiels (Liu et al. 2012). Cet effet est ici opportunément combiné à la technique OSECE. Une limitation est qu'aucune énergie n'est produite si l'amplitude des vibrations ambiantes n'est pas suffisante pour que la poutre entre en contact avec les butées.

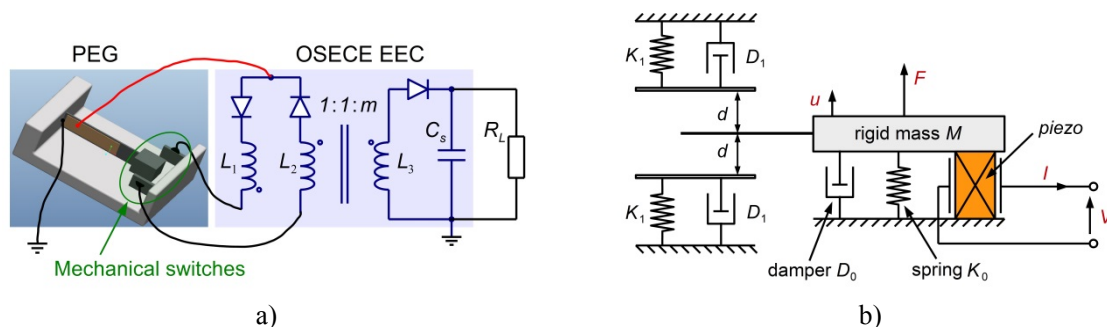


Figure 36 Réalisation du circuit OSECE avec des interrupteurs mécaniques [ACL8]
a) point de vue électrique b) point de vue mécanique

2.5 FTSECE

La technique OSECE permet d'améliorer la bande passante de générateurs piézoélectriques. Les résultats de la Figure 32b montrent cependant que l'augmentation de la bande passante finit par se faire au détriment de la puissance maximale récupérée. En effet, lorsque le couplage électromécanique augmente, la bande passante augmente continuellement, alors que la puissance, croissante dans un premier temps, passe par un maximum avant de diminuer.

La technique FTSECE est une proposition pour améliorer le comportement des circuits d'extraction d'énergie non-linéaires dans le cas de structures fortement couplées. L'idée est de profiter de l'effet important de l'interface électrique sur le comportement mécanique pour modifier la fréquence de résonance du générateur, tout en contrôlant l'amortissement induit pour maximiser la puissance récupérée.

Un premier circuit permettant de contrôler la fréquence de résonance d'un générateur fortement couplé a été proposé par (Ahmed Seddik et al. 2012). Son principe consiste à connecter un condensateur variable C_C en parallèle avec le générateur piézoélectrique, ce qui, d'après l'équation (35), permet de faire varier la raideur apparente du générateur en circuit ouvert K_{CO} entre K et $K(1 + k_m^2)$.

$$K_{CO} = K + \frac{\alpha^2}{C_P + C_C} \quad (35)$$

Il a été démontré expérimentalement que ce circuit permettait de faire varier significativement la fréquence de résonance de générateurs fortement couplés. Cependant, comme la valeur de C_C est modifiée par incréments (commutation entre condensateurs de différentes valeurs), il n'est pas possible de faire varier la fréquence de résonance sans discontinuité. La technique FTSECE permet *a priori* un réglage continu sur une plage de fréquence sensiblement plus grande.

La technique FTSECE est également dérivée de la technique SECE (Synchronized Electrical Charge Extraction). Elle est appelée FTSECE pour Frequency Tuning SECE [CAA10]. Elle consiste à laisser le générateur piézoélectrique en circuit ouvert la plupart du temps, et à extraire les charges électriques deux fois par période de la vibration. Par rapport à la technique SECE, l'énergie n'est pas systématiquement extraite sur les extrema de tension, mais avec un déphasage ϕ . De plus, alors que toutes les charges électriques sont extraites avec la technique SECE (la tension est ramenée à zéro), une extraction partielle des charges, voir une réinjection des charges sous une tension inversée, est possible avec la technique FTSECE.

L'approche FTSECE n'a pas encore été validée expérimentalement, mais le schéma de principe d'une réalisation possible est présenté sur la Figure 37a. Ce circuit intègre un interrupteur électronique S dont le contrôle est synchronisé avec la tension piézoélectrique. Deux paramètres peuvent être contrôlés : la durée de fermeture (t_{ON}) de l'interrupteur et le décalage (t_{lag}) entre les extrema de tension et les instants de commutation. Le déphasage $\phi = \omega t_{lag}$ peut être positif (S est fermé après un extremum de tension) ou négatif (S est fermé avant un extremum de tension). Si V_M est la tension piézoélectrique au moment où S est fermé, la durée t_{ON} permet de fixer la tension à βV_M après la phase d'extraction d'énergie : si Q_I est le facteur de qualité du circuit $\{L, C_P\}$, alors β peut être réglé entre 1 et $-\lambda$:

$$\begin{cases} t_{ON} = 0 \Rightarrow \beta = 0 \\ t_{ON} \approx \frac{\pi}{\sqrt{LC_P}} \Rightarrow \beta = -\lambda \text{ avec } \lambda = e^{-\frac{\pi}{2Q_I}} \end{cases} \quad (36)$$

Si la tension V_{DC} est plus grande que la tension piézoélectrique, alors la valeur de la charge résistive R_L n'a pas d'influence sur l'énergie récupérée et le transfert d'énergie entre l'inductance et la charge à travers le pont redresseur se produit juste après l'ouverture de l'interrupteur S . Faire varier t_{ON} permet de régler la quantité d'énergie extraite des éléments piézoélectriques, et, si nécessaire, d'inverser la polarité de la tension piézoélectrique (réinjection de charge). Faire varier t_{lag} permet de modifier la raideur de la structure électromécanique en jouant sur le déphasage de la tension par rapport à la déformation dans l'élément piézoélectrique.

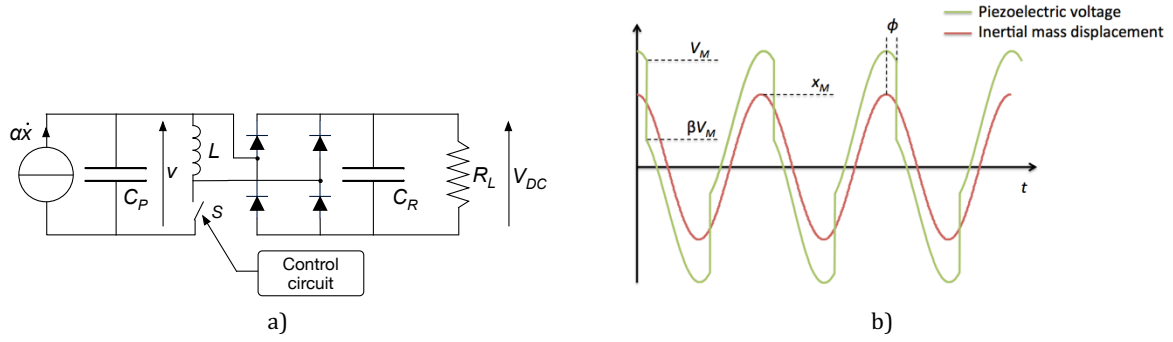


Figure 37 a) Schéma du circuit FTSECE b) Formes d'ondes associées [CAA10]

Les formes d'ondes correspondant à l'approche FTSECE sont représentées Figure 37b. En utilisant la même méthode que précédemment, la composante fondamentale V_1 de la tension piézoélectrique peut être calculée :

$$\underline{V}_1 = \frac{\alpha}{C_P} (v + jv) \underline{x} \text{ avec } \begin{cases} v = 1 + \frac{2}{\pi} \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \sin 2\phi \\ v = \frac{4}{\pi} \frac{1 - \beta}{1 + \beta} \cos^2 \phi \end{cases} \quad (37)$$

En reprenant l'expression (15) du déplacement normalisé, l'équation (37) confirme que ϕ et β (t_{lag} et t_{ON}) modifient à la fois la fréquence de résonance du générateur et son amortissement. Cette technique permet donc simultanément d'ajuster la fréquence et d'optimiser l'amortissement.

La puissance extraite du générateur peut être calculée à partir de la variation d'énergie électrostatique sur les éléments piézoélectriques aux instants de commutation, deux fois par période de vibration :

$$P_{EX} = \frac{\omega}{2\pi} C_P V_M^2 (1 - \beta^2) \quad (38)$$

L'expression de V_M est donnée par l'équation (39), où x_M est l'amplitude du déplacement de la masse dynamique :

$$V_M = \frac{\alpha}{C_P} x_M \cos \phi \frac{2}{1 + \beta} \quad (39)$$

En prenant en compte les pertes dans l'inductance L , la puissance normalisée récupérée peut être approximée par :

$$\bar{P} = \frac{16}{\pi} k_m^2 \Omega \cos^2 \phi \frac{(1 - \beta)(\lambda + \beta)}{(1 + \beta)^2} \bar{x}_M^2 \quad (40)$$

Où \bar{x}_M est toujours donné par l'expression (30). La puissance normalisée, ainsi que les valeurs optimales de ϕ et β sont tracées Figure 38 en fonction de la fréquence de fonctionnement et pour différentes valeurs de k_m^2 . De forts coefficients de couplage ont été considérés puisque la technique FTSECE est spécifiquement prometteuse dans ce cas. De tels coefficients de couplages peuvent être obtenues pratiquement en utilisant des monocristaux piézoélectriques. Ainsi, nous avons pu réaliser un générateur piézoélectrique dont le coefficient de couplage k^2 atteint 53% ($k_m^2 = 112\%$, [CAA10]).

En observant l'évolution des ϕ et β optimaux, on peut voir que les instants d'extraction d'énergie ne coïncident avec les extrema de tension ($\phi = 0$) que lorsque la fréquence de fonctionnement correspond à la fréquence de résonance du générateur en circuit ouvert. Dans ce cas, si le coefficient de couplage est élevé (plus grand que 5% typiquement), seulement une faible quantité des charges électriques générées est extraite (β tend vers 1), de manière à éviter un amortissement mécanique trop important du générateur.

Lorsque la fréquence de fonctionnement est légèrement décalée de la fréquence de résonance en circuit ouvert, la phase ϕ des instants de commutation est ajustée pour modifier la fréquence de résonance du générateur. Ce déphasage induit une baisse de la charge électrique sur les éléments piézoélectriques aux instants de commutation qui est compensée par un pourcentage d'extraction plus important.

Si la fréquence de fonctionnement est encore plus décalée, alors β devient négatif, ce qui signifie qu'une partie des charges est réinjectée dans le générateur avec une polarité inversée. Cet effet permet d'augmenter la tension piézoélectrique et ainsi de maintenir une puissance générée importante.

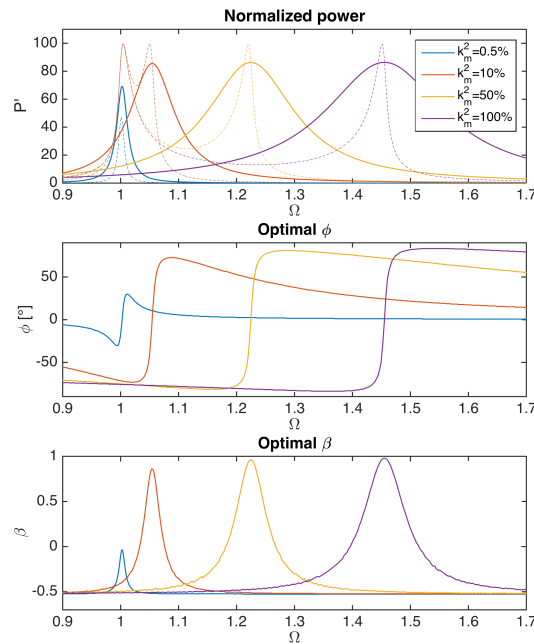


Figure 38 En haut : puissance normalisée en fonction de Ω pour $\xi_M = 0,005$ ($Q_M = 100$) et différentes valeurs de k_m^2 (traits pleins : OSECE, traits pointillés : simple redresseur). Au milieu : ϕ optimal en fonction de Ω . En bas : β optimal en fonction de Ω .

La puissance normalisée, la bande passante et la figure de mérite FoM' sont représentées Figure 39 en fonction de k_m^2 pour différentes valeurs de Q_M . Les résultats obtenus pour la technique FTSECE sont représentés en traits pleins et peuvent être comparés aux résultats obtenus pour le simple redresseur (traits pointillés), pour lequel la résistance de charge est optimisée.

La Figure 39a montre que la puissance récupérée avec la technique FTSECE est plus grande qu'avec le simple redresseur pour $k_m^2 Q_M < 0,9$ et légèrement plus faible ensuite (la courbe en noire correspond à $k_m^2 Q_M = 0,9$). La Figure 39b confirme l'élargissement de la bande passante par le circuit FTSECE. Enfin, la Figure 39c montre que l'approche FTSECE donne une meilleure figure de mérite quelle que soit la valeur de k_m^2 .

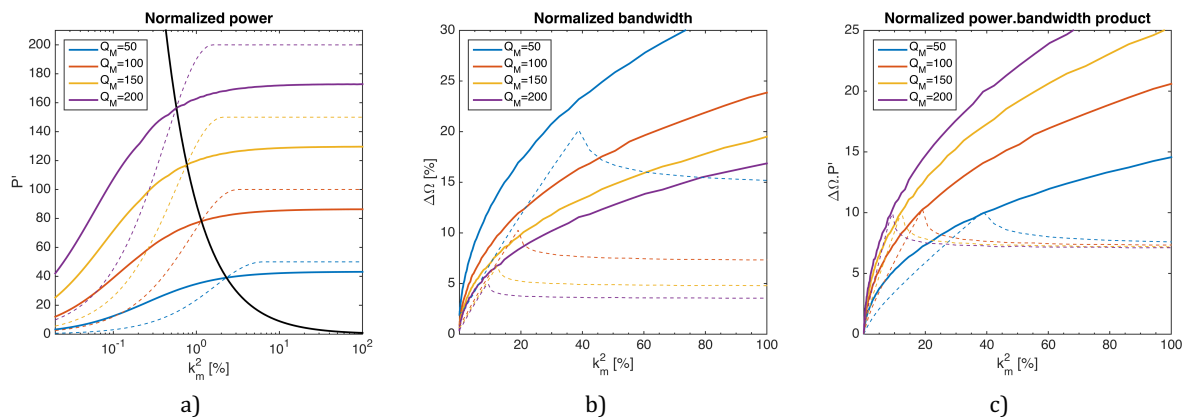


Figure 39 a) Puissance normalisée en fonction de k_m^2 b) Bande passante normalisée en fonction de k_m^2 c) FoM' en fonction de k_m^2 - traits pleins : FTSECE ($Q_1 = 5$), traits pointillés : simple redresseur

Le circuit FTSECE n'a pas encore été validé expérimentalement. De ce fait, les résultats présentés ici doivent être considérés avec prudence. On peut par exemple s'attendre à ce que le traitement non-linéaire de la tension piézoélectrique sur un générateur fortement couplé engendre des harmoniques importantes sur le déplacement de la masse dynamique du générateur. Dans ce cas, l'hypothèse d'un déplacement sinusoïdal ne sera plus valide et les calculs précédents seront inexacts.

Cette analyse théorique suggère néanmoins que **des générateurs linéaires fortement couplés combinés à des circuits non-linéaires de récupération d'énergie peuvent conduire à des dispositifs dont la bande passante pourrait raisonnablement atteindre 20% à 30% de leur fréquence de résonance.**

Finalement, on peut comparer l'approche FTSECE avec l'adaptation d'impédance idéale (cf. section 2.1). En supposant que $k_m^2 = 100\%$ et $\xi_E = \xi_M = 0,005$ ($Q_M = 100$), on trouve $\chi = 4.10^4$. la figure de mérite FoM' avec l'adaptation d'impédance idéale serait alors $\sqrt{\chi} = 200$, alors que cette figure n'est que de 20 en utilisant la technique FTSECE (voir la courbe en rouge à $k_m^2 = 100\%$ sur la Figure 39c.

Ce résultat confirme que l'adaptation d'impédance idéale donne une limite supérieure aux performances d'un générateur piézoélectrique. Il suggère également que d'autres circuits avancés de récupération d'énergie aux propriétés fréquentielles plus intéressantes sont encore à développer.

2.6 Synthèse sur les circuits d'extraction d'énergie

Quatre circuits d'extraction d'énergie ont été détaillés dans cette section :

- Le cas idéal de l'adaptation d'impédance optimale
- Le cas d'un montage redresseur suivi d'un convertisseur DC/DC capable d'adapter sa résistance d'entrée
- La technique non-linéaire OSECE
- La technique non-linéaire FTSECE

Les résultats montrent que les techniques non-linéaires sont plus efficaces que l'utilisation du simple redresseur, en terme de puissance maximale et de bande passante, pour des générateurs caractérisés par un coefficient de couplage électromécanique modéré (quelques pourcents).

Pour des générateurs plus couplés, l'utilisation d'un montage redresseur suivi d'un convertisseur DC/DC incluant un algorithme MPPT conduit théoriquement à de meilleurs résultats que la technique OSECE, car celle-ci induit un amortissement mécanique trop important. Néanmoins, même dans ce cas, la simplicité de mise en œuvre de la technique OSECE, la relative indépendance à la charge électrique et l'élargissement de la bande passante qu'elle apporte font qu'elle peut être un choix pertinent. Pour des générateurs miniaturisés de faible puissance notamment, la consommation du convertisseur DC/DC combiné à un contrôle MPPT peut en effet ne pas être compensée par le gain apporté par rapport à la technique OSECE.

Contrairement à la technique OSECE pour laquelle la puissance baisse lorsque $k_m^2 Q_M$ est supérieur à 0,7, la technique FTSECE permet de conserver une puissance générée croissante avec le couplage électromécanique, même si la puissance maximale est légèrement inférieure à celle obtenue avec un simple redresseur suivi d'une charge résistive optimisée pour $k_m^2 Q_M > 0,9$. La technique FTSECE permettant d'élargir très considérablement la bande passante, les performances globales (FoM') sont cependant toujours largement supérieures.

Il faut remarquer ici que si la technique FTSECE est prometteuse, elle nécessite elle-même la mise en œuvre d'un algorithme pour le contrôle des instants et de la durée des phases d'extraction d'énergie. Les résultats obtenus avec la technique FTSECE ou le simple redresseur montrent ainsi que pour des générateurs fortement couplés, une augmentation significative de la bande passante est envisageable (jusqu'à 30% pour la technique FTSECE), mais au prix d'une complexification des algorithmes de commande.

La comparaison des performances avec le cas de l'adaptation idéale d'impédance suggère finalement que **d'autres circuits avancés de récupération d'énergie aux propriétés fréquentielles plus intéressantes sont encore à développer pour des générateurs linéaires fortement couplés.**

3 Oscillateurs électromécaniques (R4 et R5)

Pour des générateurs exploitant un oscillateur mécanique linéaire, le compromis entre puissance maximale et bande passante conduit généralement à choisir des structures à fort coefficient de qualité mécanique ($Q_M > 50$), ce qui implique des comportements fréquentiels bande étroite. La bande passante normalisée dépasse alors rarement quelques pourcents, à moins qu'un matériau extrêmement bien couplé (monocristal), associé à une technique d'extraction d'énergie permettant de faire varier la fréquence de résonance du générateur (FTSECE par exemple) ne soit mis en œuvre (cf. section précédente).

Les monocristaux piézoélectriques sont très couteux et les techniques électriques permettant de faire varier la fréquence de résonance sont encore émergentes et nécessitent un algorithme de contrôle complexe. **Il existe ainsi un besoin pour des oscillateurs mécaniques ayant un comportement intrinsèquement large bande.**

L'association d'un oscillateur mécanique et d'un transducteur électromécanique doit répondre au mieux aux caractéristiques suivantes :

- Un comportement fréquentiel large bande
- Un couplage électromécanique le plus élevé possible
- Des pertes mécaniques le plus faibles possible
- Une compacité optimale pour maximiser M/V_{tot} , troisième terme de la figure de mérite (11)

Pour ces oscillateurs électromécaniques, deux stratégies peuvent être adoptées pour améliorer la bande passante et répondre plus favorablement à des excitations ambiantes large bande et/ou dont les caractéristiques fréquentielles évoluent au cours du temps.

La première stratégie consiste à modifier la fréquence de résonance d'un oscillateur linéaire pour qu'elle suive la fréquence principale de l'excitation. Cette stratégie est particulièrement bien adaptée à des vibrations à bande étroite mais dont la fréquence principale varie au cours du temps (cas d'un moteur tournant à vitesse variable). Cette stratégie peut être mise en œuvre de manière passive, par exemple par un réglage initial de la raideur du système (Eichhorn et al. 2009) ou bien de manière active, par exemple par une modification active de la raideur (Wischke et al. 2010), (Eichhorn et al. 2011). La technique FTSECE peut être incluse dans cette dernière catégorie.

Une autre stratégie consiste à utiliser des oscillateurs non-linéaires. De tels oscillateurs sont bien adaptés à des vibrations à spectre large (Gammaitoni et al. 2009). Deux types d'oscillateurs non-linéaires ont été étudiés au laboratoire SYMME :

- Les oscillateurs raidissants. Ils se traduisent par un terme de raideur qui augmente avec le déplacement de la masse inertielle. Une simple poutre « cantilever » devient raidissante en cas de grande déformation, lorsque les effets de tension mécanique ne peuvent plus être négligés devant les effets de flexion. Le terme de raideur dans l'équation (1) peut alors s'exprimer comme $K = K_0(1 + \sigma x^2)$. Cet effet peut être mis à profit dans une structure de type membrane encastrée à sa périphérie [CAA12], ou bien peut être amplifié par l'utilisation de butées élastiques [ACL8], ce qui se traduit par une raideur linéaire par morceau : raideur unique de la structure entre les butées, somme des raideurs de la structure et d'une butée lorsque celles-ci sont en contact.
- Les oscillateurs bistables, détaillés ci-après. Ils sont caractérisés par un potentiel élastique présentant deux minimums et un maximum correspondant à deux équilibres stables et un équilibre instable de la masse inertielle. Le comportement de ce type d'oscillateur est particulièrement intéressant car le passage d'une position stable à l'autre est autant lié au niveau d'excitation qu'à la fréquence des sollicitations. Cette propriété permet d'obtenir des déplacements importants de la masse de l'une à l'autre des positions stables sur une large bande de fréquence (Cottone et al. 2009; Harne & K. W. Wang 2013). Par ailleurs, ils peuvent être utilisés pour convertir une sollicitation basse fréquence en des oscillations haute fréquence de la masse inertielle autour de l'une puis l'autre des positions stables d'équilibre (Tang et al. 2011).

3.1 Concept proposé et modélisation

La solution la plus classique pour réaliser un générateur bistable consiste à fixer un aimant permanent à l'extrémité d'une poutre encastree-libre qui vibre en face d'un second aimant, fixe, dont la polarité est dans la direction opposée (Ferrari et al. 2010), (Stanton et al. 2012). Le réglage de la force de répulsion magnétique en modifiant la distance entre les deux aimants, permet d'ajuster les deux positions stables. La conversion électromécanique des vibrations dans la poutre est effectuée au moyen d'éléments piézoélectriques placés près de l'encastrement. L'inconvénient principal de cette approche est l'utilisation d'aimants permanents relativement encombrants, ce qui dégrade la densité de puissance.

Une autre solution consiste à utiliser des plaques (Arrieta et al. 2010) ou des poutres (Cottone et al. 2012) (Andò et al. 2014) flambées. Le réglage des positions stables par le niveau de flambement est plus délicat que l'utilisation d'interactions magnétique, mais ces architectures bénéficient d'une plus grande compacité. Elles sont par ailleurs *a priori* compatibles avec les procédés de fabrication MEMS, ce qui permet d'envisager leur miniaturisation (Andò et al. 2012), [CAA5]

Nous avons proposé une architecture de générateur bistable compacte basée sur la mise en flambement d'une structure composée principalement de deux éléments piézoélectriques et d'une masse inertielle centrale.

Ce concept est représenté sur la Figure 40. Des liaisons souples sont utilisées pour connecter les différentes parties entre elles et au cadre, qui est soumis à l'accélération ambiante γ .

Les principales propriétés de cette architecture sont les suivantes :

- 1) La masse inertielle M est choisie suffisamment grande pour que les masses dynamiques des liaisons souples et des éléments piézoélectriques puissent être négligées. L'énergie cinétique de tout le système est alors celle de M .
- 2) Les éléments piézoélectriques sont des composants de type APA (Amplified Piezoelectric Actuator) du fabricant CEDRAT Technologies².
 - a) Leur structure elliptique permet de réduire leur raideur axiale (axe perpendiculaire au stack piézoélectrique représenté en bleu). De grandes déformations axiales sont ainsi possibles, ce qui autorise un niveau de flambement x_0 important (1%).
 - b) Cette architecture permet de concentrer l'énergie élastique au sein du matériau piézoélectrique, ce qui maximise le coefficient de couplage électromécanique. Les deux APA peuvent être connectés en série ou en parallèle (en série pour maximiser la tension, en parallèle pour maximiser le courant), sans effet sur le coefficient de couplage.
 - c) Le matériau piézoélectrique est sollicité en mode 33 (la déformation et le champs électrique sont colinéaires), ce qui maximise également le couplage.
- 3) Les liaisons souples permettent d'éliminer les problèmes de frottement sec ou de jeu. Elles doivent être très raides axialement et très souples en rotation.

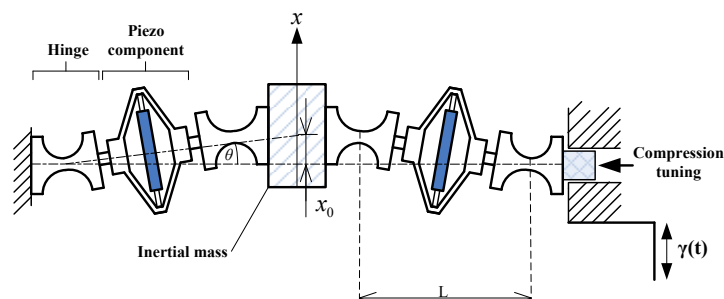


Figure 40 Schéma d'un générateur piézoélectrique bistable

² <http://www.cedrat-technologies.com>

Les équations caractéristiques de ce type de générateur piézoélectrique bistable sont les suivantes, en supposant que $x \ll L$:

$$\begin{cases} M\ddot{x} - \frac{K}{2L^2}(l_0^2 - L^2)x + \frac{4K_\theta}{L^2}x + \frac{K}{2L^2}x^3 + D\dot{x} + \frac{\alpha Vx}{L} = M\gamma \\ I = \frac{\alpha x\dot{x}}{L} - C_P\dot{V} \end{cases} \quad (41)$$

Où K est la raideur des deux APA mécaniquement en parallèle ($K = 2K_{APA}$), l_0 est leur longueur à vide, C_P est la capacité des APA connectés électriquement en série ($C_P = C_{APA}/2$) ou en parallèle ($C_P = 2C_{APA}$), α est le coefficient électromécanique des APA connectés en série ($\alpha = \alpha_{APA}$) ou en parallèle ($\alpha = 2\alpha_{APA}$), et K_θ est la raideur en rotation des liaisons souples.

Pour que le générateur ait bien deux positions stables, la condition (42) doit être remplie. Les deux positions stables $\pm x_0$ sont alors données par l'équation (43). Cette situation est illustrée sur la Figure 41a, qui peut être comparée à la Figure 3 correspondant à un oscillateur linéaire. Pour assurer la bistabilité, la raideur parasite K_θ doit donc être la plus faible possible ; si elle est trop importante, ou le système pas assez comprimé ($l_0^2 - L^2$ faible), le système est monostable raidissant, situation illustrée sur la Figure 41b.

$$K_\theta \leq \frac{(l_0^2 - L^2)K}{8} \quad (42)$$

$$x_0 = \sqrt{l_0^2 - L^2 - \frac{8K_\theta}{K}} \quad (43)$$

Les équations (41) peuvent être réécrites en intégrant x_0 :

$$\begin{cases} M\ddot{x} - \frac{Kx_0^2}{2L^2}x + \frac{K}{2L^2}x^3 + D\dot{x} + \frac{\alpha Vx}{L} = M\gamma \\ I = \frac{\alpha x\dot{x}}{L} - C_P\dot{V} \end{cases} \quad (44)$$

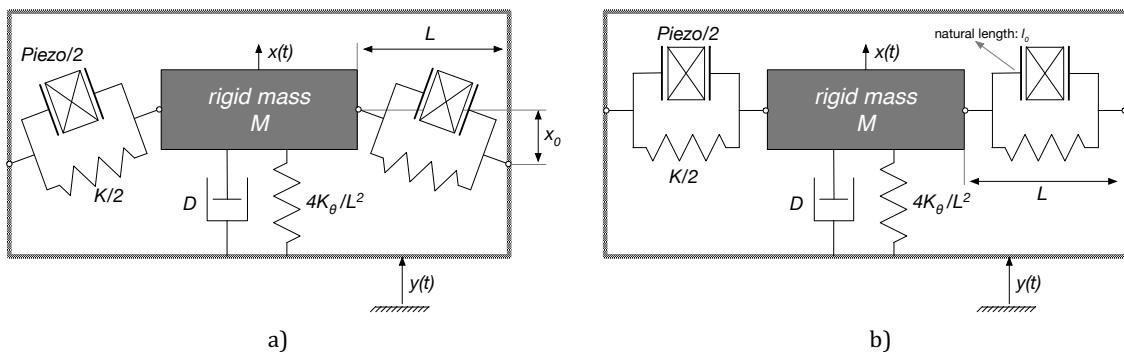


Figure 41 Schéma équivalent du générateur piézoélectrique non-linéaire
a) configuration bistable b) configuration monostable raidissante

L'énergie élastique dans le système peut être exprimée par :

$$E_S = -\frac{1}{4}K \frac{x_0^2}{L^2}x^2 + \frac{1}{8} \frac{K}{L^2}x^4 \quad (45)$$

La Figure 42 illustre cette énergie en fonction de la position x de la masse centrale. On observe deux puits de potentiel pour les deux positions stables $-x_0$ et x_0 , ainsi qu'une position d'équilibre instable en $x = 0$. La barrière de potentiel, correspondant à l'énergie nécessaire pour passer d'une position stable à l'autre, est donnée par :

$$E_B = E_S(0) - E_S(x_0) = \frac{1}{8} \frac{Kx_0^4}{L^2} \quad (46)$$

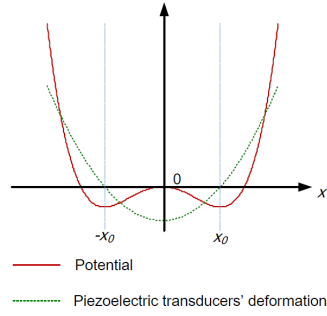


Figure 42 Energie potentielle d'un oscillateur bistable et déformation dans les éléments piézoélectriques en fonction de la position x de la masse centrale

On considère un petit déplacement u autour de la position stable x_0 :

$$x = x_0 + u \quad (47)$$

En posant $\epsilon = x_0/L$, et en utilisant un développement limité d'ordre 1, les équations (44) peuvent être exprimées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} M\ddot{u} + K\epsilon^2 u + D\dot{u} + \alpha\epsilon V = M\gamma \\ I = \alpha\epsilon V - C_p \dot{V} \end{cases} \quad (48)$$

On voit alors que le système bistable se comporte, autour de la position stable x_0 , comme un générateur linéaire de coefficient de couplage k_m^2 , de facteur de qualité mécanique Q_M , de pulsation propre ω_0 et de masse sismique M , avec k_m^2 , Q_M et ω_0 tels que :

$$\omega_0 = \epsilon \sqrt{\frac{K}{M}} \quad Q_M = \frac{\epsilon \sqrt{KM}}{D} \quad k_m^2 = \frac{\alpha^2}{KC_p} \quad (49)$$

Il est donc possible de comparer de manière juste les performances d'un générateur bistable avec celle d'un générateur linéaire qui lui est équivalent pour de faibles oscillations autour d'une position stable. Par rapport à un générateur linéaire tel que décrit dans la *section 2*, seul un paramètre supplémentaire, le niveau de flambement ϵ , doit être ajouté pour décrire complètement le système. On peut par ailleurs remarquer que le coefficient de couplage est égal à celui des APA, et ce quel que soit le niveau de flambement.

3.2 Outils d'analyse

Le comportement dynamique d'un oscillateur bistable dépend du niveau de l'excitation et peut conduire à des mouvements complexes de la masse dynamique (mouvements chaotiques notamment), même dans le cas de sollicitations sinusoïdales. Pour prédire et analyser les performances de tels systèmes, différents outils numériques [ACL16] ou analytiques [ACL2] de simulation ont ainsi été développés.

La Figure 43 montre la puissance récupérée par un générateur piézoélectrique bistable en fonction du niveau d'accélération ambiante. Elle est issue de simulations par intégration numérique des équations (44). La colonne de gauche correspond à des balayages fréquentiels ascendants tandis que la colonne de droite correspond à des balayages fréquentiels descendants.

Pour de très faibles accélération (oscillations faibles autour d'une position stable), la réponse d'un oscillateur bistable est identique à celle de son oscillateur linéaire équivalent. Pour des accélérations intermédiaires (oscillations plus importantes autour d'une position stable, mais sans passage d'une position stable à l'autre), le comportement vibratoire est celui d'un oscillateur assouplissant. Enfin pour des accélérations plus importantes (oscillations entre deux positions stables), on constate un fort élargissement de la bande passante par rapport au cas linéaire, avec cependant une forte disparité entre le balayage ascendant et le balayage descendant qui est moins favorable.

Ces simulations montrent clairement l'intérêt d'un oscillateur bistable par rapport à un oscillateur linéaire dans le cas d'une sollicitation sinusoïdale dont la fréquence varie. On peut également constater certaines limites : le niveau d'accélération doit être suffisant pour avoir un déplacement entre les deux puits de potentiels, et on observe un comportement hystérétique entre les balayages fréquentiels ascendants et descendants.

Pour une accélération ambiante sinusoïdale de valeur efficace 3 ms^{-2} et de fréquence 20 Hz par exemple, deux points de fonctionnement sont possibles pour le générateur simulé ici. Le positionnement sur l'une ou l'autre de ces branches de fonctionnement (orbite haute ou orbite basse) dépend de l'état passé du système. Si celui-ci était sur une orbite haute (Figure 43e), le système se maintiendra sur ce fonctionnement optimal, mais s'il était sur une orbite basse, le système ne montera pas spontanément sur son point de fonctionnement le plus favorable (Figure 43f). Des travaux en cours, notamment dans le cadre de la thèse de Thomas Huguet en collaboration avec le laboratoire LGEF de l'INSA de Lyon, visent à développer des stratégies permettant de se placer sur les points de fonctionnement optimaux.

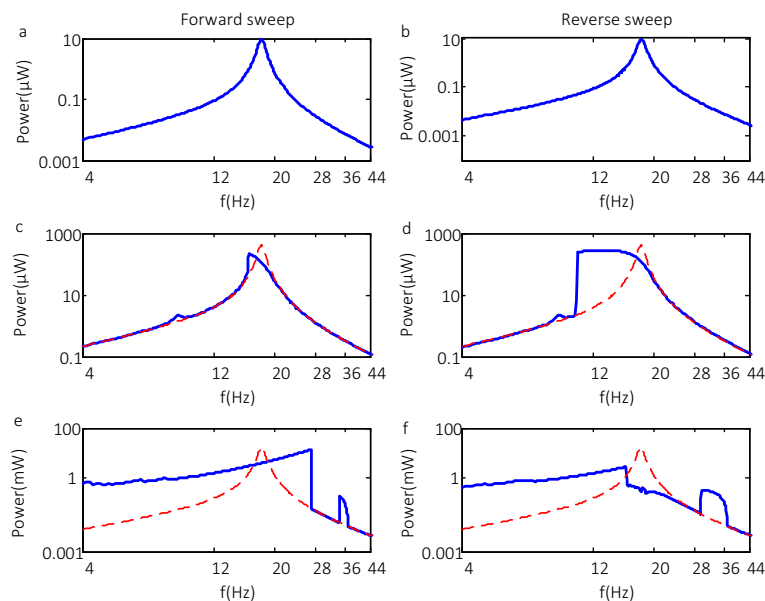


Figure 43 Simulation de la puissance récupérée sur une charge résistive branché sur un oscillateur bistable (en bleu) et sur un oscillateur linéaire équivalent (en rouge) pour différents niveaux d'accélération : $0,075\text{ms}^{-2}$ pour a) et b), $0,5\text{ms}^{-2}$ pour c) et d) et 3ms^{-2} pour e) et f) [ACL16]

Pour ces simulations, la puissance est calculée pour une résistance de charge R_L directement branchée sur les éléments piézoélectriques et telle que :

$$R_L = \frac{1}{C_P \omega_0} \quad (50)$$

Cette charge n'est pas forcément la charge optimale, et des travaux en cours, toujours dans le cadre de la thèse de Thomas Huguet, tendent à montrer un fort bénéfice à adapter cette résistance de charge pour augmenter la puissance récupérée ainsi que la bande passante.

Pour analyser finement le comportement vibratoire d'un oscillateur bistable, des outils d'analyse fréquentielle ont également été développés. La Figure 44 montre ainsi, pour le générateur simulé précédemment, le spectre du déplacement de la masse dynamique en fonction de la fréquence d'excitation, pour un balayage fréquentiel ascendant et pour les mêmes niveaux d'accélération que dans la Figure 43.

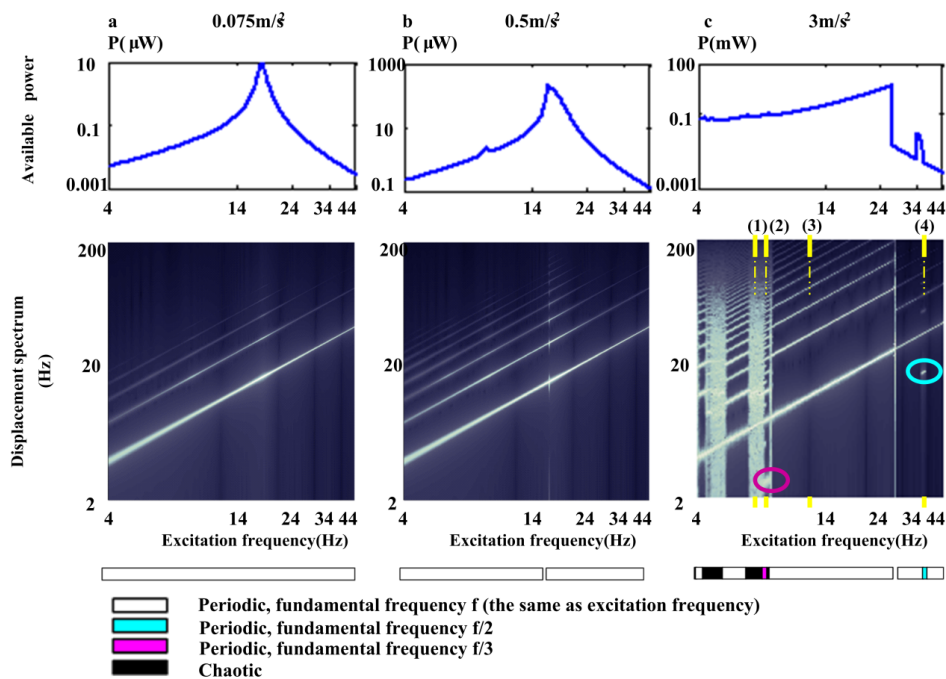


Figure 44 Puissance récupérée et spectre correspondant du déplacement de la masse dynamique pour un balayage fréquentiel ascendant $0,075\text{ms}^{-2}$ pour a), $0,5\text{ms}^{-2}$ pour b) et 3ms^{-2} pour c) [ACL16]

Dans le cas d'un générateur linéaire, ce type de représentation ne ferait apparaître qu'une ligne blanche diagonale, car l'unique fréquence observée sur les vibrations du générateur serait égale à la fréquence d'excitation. Pour le générateur bistable simulé, à faible niveau d'accélération, les lignes blanches parallèles de la Figure 44a correspondent à la fréquence fondamentale (ligne du bas) et aux harmoniques supérieures. Bien que la réponse tracée Figure 43a suggère que le générateur bistable se comporte dans ce cas comme un générateur linéaire, ce spectre montre qu'il existe tout de même de faibles effets non-linéaires.

Quand l'accélération est plus forte, les harmoniques supérieures deviennent plus importantes, comme on peut le voir Figure 44b. La ligne verticale additionnelle à 14Hz correspond au saut d'amplitude associé au comportement assouplissant du générateur pour ces accélérations intermédiaires.

Lorsque l'accélération est suffisante pour avoir un déplacement entre les deux puits de potentiel (Figure 44c), un motif plus compliqué apparaît et on peut distinguer deux types d'oscillations :

- Des oscillations périodiques non-linéaires (lignes blanches parallèles). La plupart du temps, on observe des oscillations dont la période correspond à la fréquence d'excitation, mais des oscillations dont la fréquence correspond à la moitié (résonance subharmonique, entourée en bleu) ou au tiers (entourée en mauve) de la fréquence d'excitation sont également présentes pour certaines fréquences.
- Des oscillations chaotiques (bande blanches verticales). Le spectre de ces oscillations chaotiques n'est pas un spectre de ligne, mais un spectre étalé de 2 à 200Hz.

Un point intéressant à constater est qu'il n'y a pas de discontinuité de la puissance récupérée lorsque l'on passe d'un type d'oscillation à l'autre. En effet, le niveau de puissance sera important si le générateur passe fréquemment d'une position stable à l'autre, peu importe que ce mouvement se fasse de manière périodique ou chaotique.

A partir de la Figure 44, quatre fréquences sont sélectionnées pour leur comportement vibratoire particulier et le déplacement correspondant du générateur bistable est analysé sur la Figure 45, par l'utilisation des sections de Poincaré et de la densité spectrale de puissance du déplacement. Les quatre types d'oscillations considérés sont les suivants :

1. Oscillations chaotiques à 7Hz. La section de Poincaré représente un attracteur étrange, la densité spectrale de puissance est relativement plate
2. Oscillations périodiques à un tiers de la fréquence d'excitation à 7.8Hz. La section de Poincaré est caractérisée par trois points fixes.
3. Oscillations périodiques à la fréquence d'excitation à 12Hz. La section de Poincaré est caractérisée par un point fixe.
4. Oscillations périodiques à la moitié de la fréquence d'excitation à 36Hz. La section de Poincaré est caractérisée par deux points fixes.

Les cas sélectionnés sont indiqués par les quatre lignes pointillées jaunes sur la Figure 44c. Les résultats tracés sur la Figure 45 confirment que l'outil d'analyse fréquentielle illustré Figure 44 fournit une information concise et précise de la dynamique d'un générateur bistable.

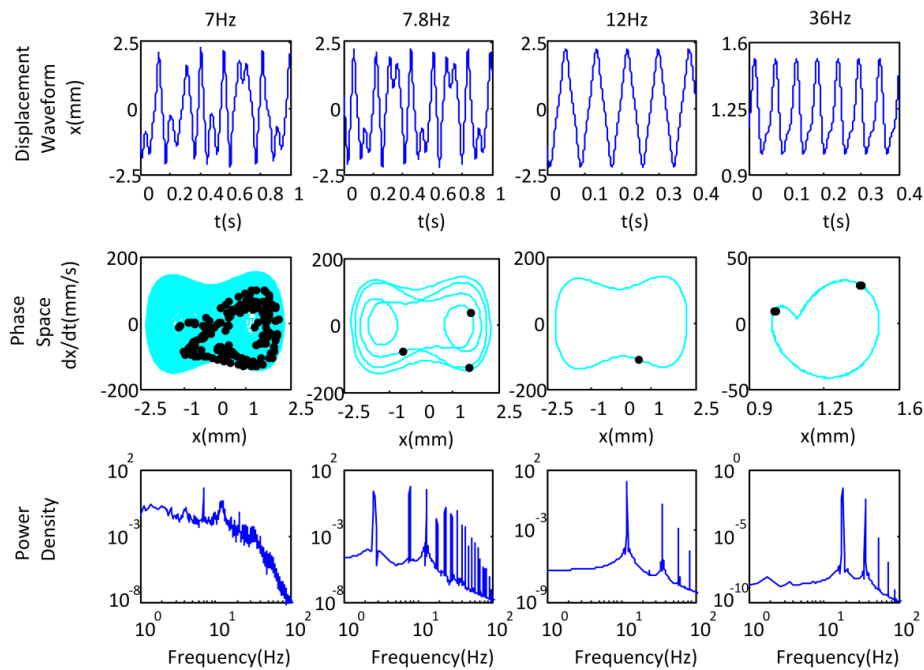


Figure 45 Formes d'onde, section de Poincaré dans l'espace des phase et densité spectrale de puissance de la vitesse de la masse dynamique d'un générateur bistable pour quatre fréquences sélectionnées (7Hz, 7.8Hz, 12Hz et 36Hz) [ACL16]

3.3 Prototypes réalisés

Un premier prototype de générateur bistable piézoélectrique a été réalisé [ACL16] avec les moyens du laboratoire. Ce prototype est illustré Figure 46a en situation de test. Il est monté sur un pot vibrant et le mouvement relatif de sa masse dynamique est mesuré grâce à un vibromètre laser différentiel. L'accélération générée par le pot vibrant est mesurée par un accéléromètre et un système de contrôle temps réel est utilisé pour asservir l'accélération efficace générée par le pot. Ce prototype a permis de valider l'intérêt d'un générateur bistable par rapport à un générateur linéaire. La Figure 47a montre ainsi la puissance récupérée en fonction de la fréquence pour le générateur bistable et pour un générateur linéaire équivalent (mêmes valeurs de k_m^2 , Q_M , ω_0 et M). Le comportement large bande est clairement démontré, même s'il convient de préciser que les performances pour un balayage fréquentiel descendant sont largement moins bonnes que pour un balayage ascendant.

Un deuxième prototype plus finalisé a été réalisé en partenariat avec CEDRAT Technologies [ACL6]. Ce générateur monobloc de taille réduite a été réalisé par électroérosion. Il est photographié en position flambée sur la Figure 46b. Ses performances sont données sur la Figure 47b. Avec une puissance maximale de 2,6 mW à 66Hz pour une accélération efficace de 6 ms^{-2} , une puissance moyenne de 0,55 mW sur une bande passante estimée à 37 Hz et une bonne compacité ($M = 9 \text{ g}$ pour $V_{tot} = 5,46 \text{ cm}^3$), ce générateur est parmi les meilleurs de l'état de l'art lorsqu'on considère la figure de mérite (11).

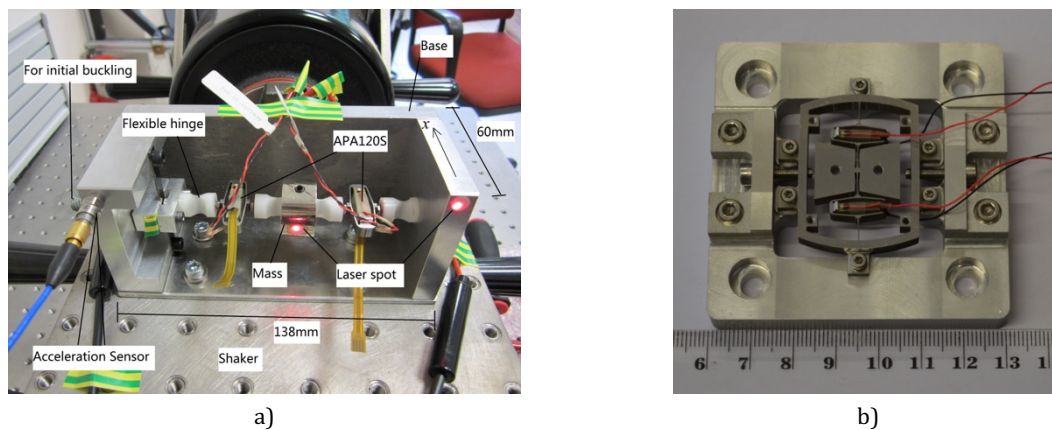


Figure 46 Prototypes de générateurs piézoélectriques bistables a) prototype 1 : preuve de concept b) prototype 2 sur son banc de montage, en position flambée

La Figure 47 permet également de comparer les résultats expérimentaux avec les simulations issues de l'intégration numérique des équations du modèle présenté dans la section 3.1. On observe un accord satisfaisant entre simulations et mesures, même si des écarts peuvent être observés, notamment pour des fréquences éloignées de celles pour lesquelles les générateurs ont le comportement oscillant entre puits recherché.

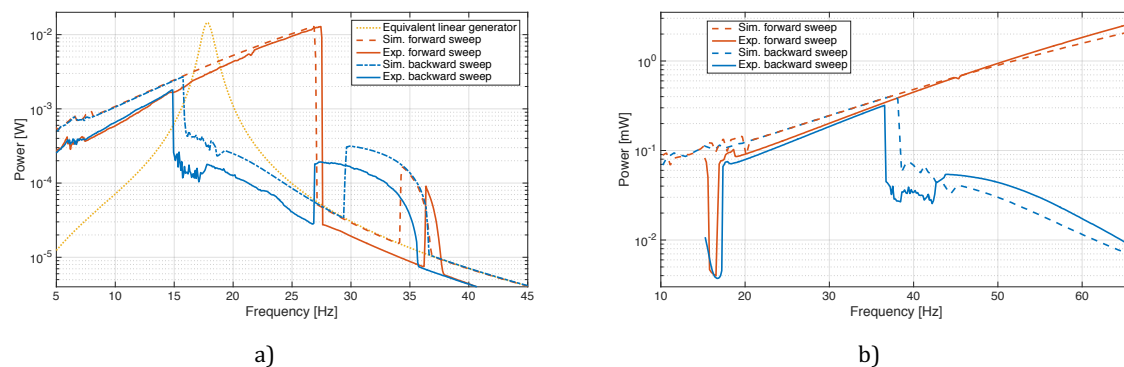


Figure 47 Puissance récupérée en fonction de la fréquence, simulations en pointillés, résultats expérimentaux en traits pleins a) prototype 1 pour une accélération efficace de 3 ms^{-2} b) prototype 2 pour une accélération efficace de 6 ms^{-2}

La conception du prototype 2 a été effectuée à partir du cahier des charges ci-dessous, en s'appuyant sur des simulations du comportement du générateur.

- Mouvement entre puits entre 10Hz et 60Hz pour une accélération ambiante efficace de 5 ms^{-2}
- Puissance moyenne récupérée sur la bande de fréquence considérée : $0,5 \text{ mW}$
- Volume visé : inférieur à $30 \times 30 \times 5 \text{ mm}^3$

Les performances obtenues expérimentalement étant très proches de celles attendues, on peut considérer que le modèle développé et les simulations associées sont un bon outil de dimensionnement.

L'utilisation de balayages fréquentiels pour caractériser des systèmes de récupération d'énergie vibratoire est classique car, pour un système linéaire, le comportement pour une excitation quelconque peut être déduit de la réponse harmonique.

Le comportement d'un système bistable dans le cas d'une excitation arbitraire ne peut par contre pas être déduit de sa réponse fréquentielle, puisqu'il s'agit d'un système non-linéaire. Les vibrations ambiantes usuelles présentent souvent des composantes vibratoires large bande et/ou non stationnaires. Pour confirmer l'intérêt des générateurs bistables dans le cas de signaux arbitraires, le comportement des générateurs bistables a ainsi été étudié dans le cas de bruits blancs à bande limitée.

Les bruits blancs à bande limitée sont générés à partir d'une bruit blanc modifié par un filtre passe-bas (Butterworth du quatrième ordre) dont on fait varier la fréquence de coupure. Pour que les comparaisons soient pertinentes, les signaux générés sont pondérés de manière à tous avoir la même valeur efficace quelle que soit leur fréquence de coupure, comme décrit sur la Figure 48a.

Les puissances expérimentales et simulées pour le prototype 1 sont tracées sur la Figure 48b pour une accélération de valeur efficace 2 ms^{-2} . La puissance récupérée sur un générateur linéaire équivalent est également tracée. On voit clairement que le générateur bistable permet de récupérer plus efficacement de l'énergie que le générateur linéaire tant que la fréquence de coupure du bruit est inférieure à la fréquence propre du générateur ($f_0 = \omega_0/2\pi = 17,6 \text{ Hz}$ pour le prototype 1). Par contre, si le spectre du bruit inclut la fréquence f_0 , alors le générateur bistable ne produit pas plus que le générateur linéaire.

On peut encore constater un bon accord entre simulations et résultats expérimentaux, même si des écarts sont visibles vers les plus hautes fréquences de coupure. Ces écarts sont certainement dus au filtrage du signal d'excitation par le pot vibrant. Pour cette expérience en effet, seul le contenu spectral du signal d'excitation est contrôlé, et on a considéré que la réponse du pot vibrant était plate sur la bande de fréquence étudiée (6Hz - 20Hz) ce qui n'est pas exactement le cas.

Ces résultats confirment les propriétés large bande des générateurs bistables, notamment pour des signaux dont le contenu spectral est plus bas que leur fréquence propre f_0 .

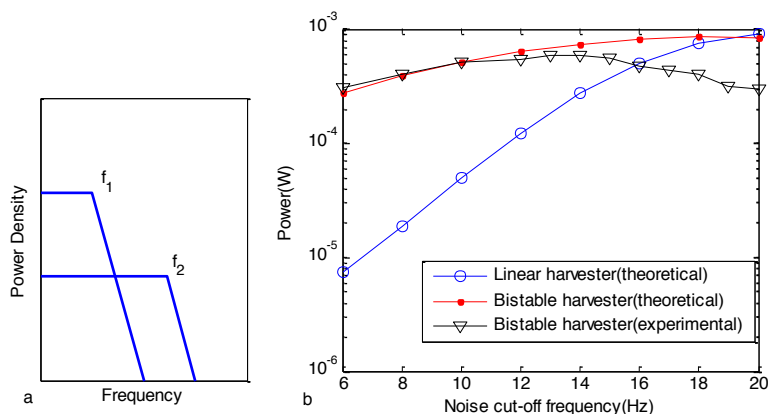


Figure 48 a) Représentation fréquentielle schématique de deux signaux de type bruit blanc à bande limitée avec deux fréquences de coupure différentes mais la même valeur efficace b) Puissance récupérée avec un générateur bistable et un générateur linéaire pour un bruit blanc à bande limitée de valeur efficace 2 ms^{-2} [ACL16]

Finalement, afin de tester les générateurs dans des conditions réalistes, le prototype 2 a été soumis à une accélération reproduisant celle mesurée au niveau de la roue d'une automobile. Pour cette expérience, un enregistrement issu de la base de données vibratoires mise à disposition par le laboratoire NiPS de l'université de Perugia (Neri et al. 2012) est répliqué par un pot vibrant.

Le déplacement de la masse dynamique et la tension mesurée sur une charge résistive R_L , déterminée avec la relation (50) sont représentés sur la Figure 49a. On peut constater que le passage d'une position stable à l'autre engendre une tension plus importante. La Figure 49b, montre la densité spectrale de puissance de l'accélération reproduite par le pot vibrant et celle de la tension piézoélectrique. On constate que le générateur bistable permet de générer de l'énergie sur une bande de fréquence comprise entre quelques dizaines de hertz et plus d'une centaine de hertz.

La puissance récupérée est ici de $56 \mu\text{W}$ pour une accélération dont la valeur efficace est de 7 ms^{-2} . Ce résultat est moins concluant que les performances présentées Figure 47b, pour le même générateur mais dans le cas d'une sollicitation harmonique. Ceci vient du fait que l'énergie de la vibration est distribuée sur une bande fréquentielle très importante (de 10 Hz à 400 Hz) environ, et notamment au-delà de la fréquence propre du générateur ($f_0 = \omega_0/2\pi = 45,1 \text{ Hz}$ pour le prototype 2). Dans ce cas de figure, un générateur linéaire équivalent (même fréquence propre, même masse dynamique) donnerait en fait des résultats comparables (Halvorsen 2013).

On peut conclure de ces simulations et expérimentations que les générateurs bistables sont particulièrement intéressants dans le cas de vibrations présentant un spectre étalé dans les basses fréquences (inférieures à leur fréquence propre f_0) ou de vibrations périodiques ou pseudo-périodiques dont la fréquence varie au cours du temps. Dans le cas de générateurs de dimension réduite (des dispositifs MEMS jusqu'à des dispositifs centimétriques tels que le prototype 2), il n'est souvent pas possible de concevoir des générateurs linéaires dont la fréquence propre est suffisamment basse pour être compatible avec les vibrations ambiantes. L'utilisation d'une architecture bistable est alors une bonne alternative.

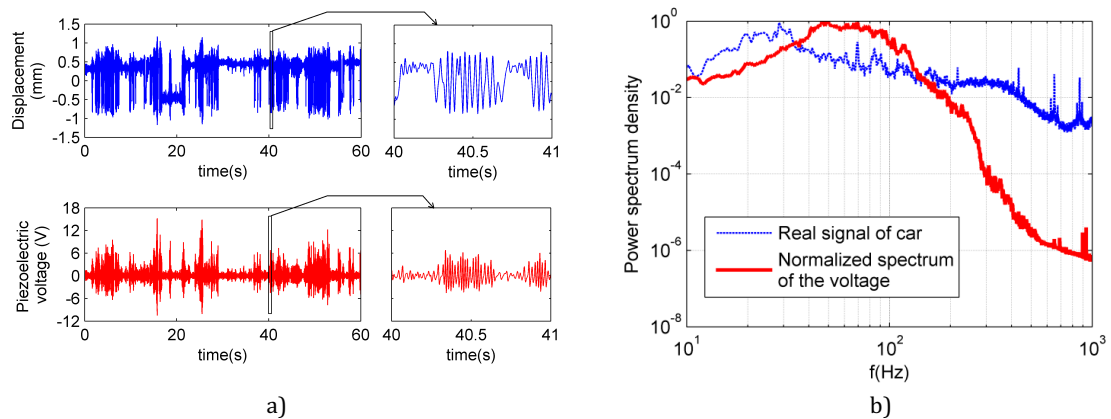


Figure 49 Résultats obtenus avec le prototype 2 pour une excitation correspondant à l'accélération mesurée au niveau d'une roue d'automobile a) déplacement et tension en fonction du temps b) densité spectrale de puissance du signal d'accélération et de la tension piézoélectrique générée [ACL6]

4 Association de générateurs bistables avec le circuit OSECE

Pour les résultats expérimentaux précédents, la puissance récupérée est identifiée à la puissance dissipée dans une résistance de charge R_L directement branchée aux bornes des éléments piézoélectriques (qui peuvent être connectés en série ou en parallèle). Pour une application réelle, un circuit d'interface est nécessaire pour redresser la tension générée. L'association d'un générateur piézoélectrique bistable avec la technique d'extraction d'énergie non-linéaire OSECE (présenté *section 2.4*) a été étudiée et comparée avec le circuit simple redresseur (présenté *section 2.2*). Pour cette expérience, le prototype 1 a été utilisé, et les interrupteurs électroniques S_1 et S_2 de la technique OSECE sont pilotés de manière externe par un système de contrôle temps réel (DSPace), comme représenté sur la Figure 50.

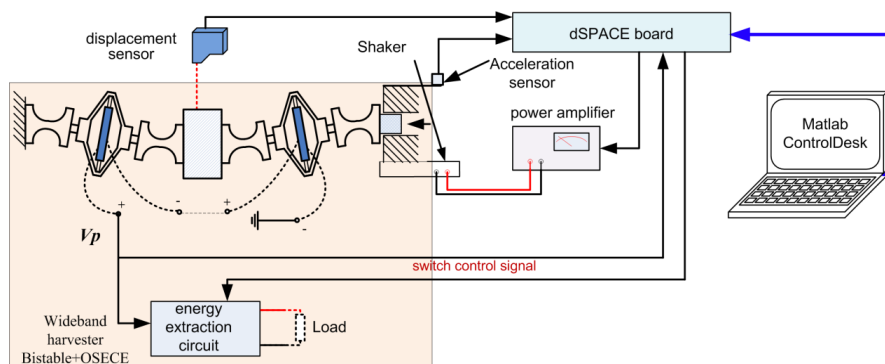


Figure 50 Schéma du dispositif expérimental incluant le générateur bistable et le circuit OSECE [ACL11]

La Figure 51 synthétise les résultats obtenus. Chaque point correspond à la puissance moyenne récupérée pour un balayage fréquentiel ascendant (courbes bleu et jaune) ou descendant (courbes rouge et mauve) entre 4Hz et 44Hz. Les courbes bleu et rouge correspondent à la technique OSECE et les courbes jaune et mauve correspondent au simple redresseur.

Le coefficient de couplage du générateur est modifié en ajoutant une capacité en parallèle avec les éléments piézoélectriques. De cette manière il peut varier entre 0,1% (pour une capacité additionnelle de $40\mu\text{F}$) et 6,8% (valeur maximale sans condensateur additionnel).

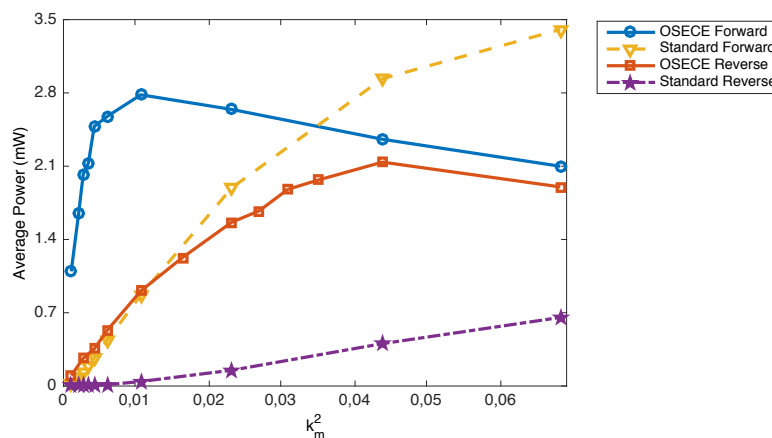


Figure 51 Puissance moyenne récupérée avec le prototype 1 suivi du circuit simple redresseur ou du circuit OSECE pour une accélération ambiante efficace de $3,5\text{ms}^{-2}$ et un balayage fréquentiel ascendant ou descendant entre 4 Hz et 44 Hz

Il apparaît clairement que le circuit OSECE est particulièrement efficace dans le cas de générateurs faiblement couplés. Dans le cas d'un balayage ascendant, et lorsque le coefficient de couplage augmente, la puissance récupérée avec la technique OSECE devient plus faible qu'avec le simple redresseur. Comme dans le cas d'un générateur linéaire l'effet d'amortissement introduit par l'approche OSECE devient en effet trop important, ce qui finit par limiter la puissance récupérée (voir

section 2.4). En revanche, pour le balayage fréquentiel descendant, les résultats montrent que la technique OSECE est toujours supérieure. Dans ce cas en effet, l'amortissement électrique a moins d'influence sur les oscillations de la masse dynamique.

Finalement les conclusions sont assez similaires à celles données dans le cas d'un générateur linéaire : la technique OSECE est à privilégier pour des générateurs faiblement couplés ou des sollicitations pour lesquelles le déplacement de la masse dynamique n'est pas ou peu affecté par la récupération d'énergie (par exemple une excitation hors résonance pour un générateur linéaire ou un balayage fréquentiel descendant pour un générateur bistable).

Il faut également rappeler que la technique OSECE permet de découpler la puissance récupérée de l'état de charge électrique. Dans le cas où il n'est pas possible de mettre en place un algorithme de type MPPT pour adapter la résistance d'entrée du circuit alimenté par le montage simple redresseur, l'utilisation du circuit OSECE peut alors s'avérer plus efficace, même dans le cas de structures fortement couplées.

Une implémentation réaliste de la technique OSECE nécessite de pouvoir piloter les interrupteurs électroniques S_1 et S_2 de manière autonome. Le circuit présenté sur la Figure 35 dans le cas d'un générateur linéaire peut être utilisé sans modification dans le cas d'un générateur bistable.

Une autre méthode a été proposée pour commander mécaniquement ces interrupteurs [ACL7]. Cette approche est illustrée sur la Figure 52. Dans le cas d'un générateur bistable oscillant entre ses deux positions stables, la tension piézoélectrique est à une fréquence double de celle de l'excitation (l'équation d'équilibre électrique (44) montre en effet qu'en circuit ouvert la tension est proportionnelle à x^2). Il faut donc extraire l'énergie quatre fois par période de la vibration ambiante. En remarquant que la tension passe par un maximum aux extrema de déplacement et par un minimum au passage par la position d'équilibre instable ($x = 0$), un système d'électrodes mobiles a été réalisé qui permet de fermer mécaniquement l'interrupteur S_1 sur les extrema de déplacement et l'interrupteur S_2 au passage par la position centrale. Des butées mécaniques sont ajoutées afin de contrôler l'amplitude maximale des vibrations. Ces butées ont également un effet sur le comportement vibratoire de la structure, en ajoutant une non linéarité de type raidissante au système (élargissement de la bande passante au détriment de la puissance maximale bornée par la limitation de l'amplitude du déplacement).

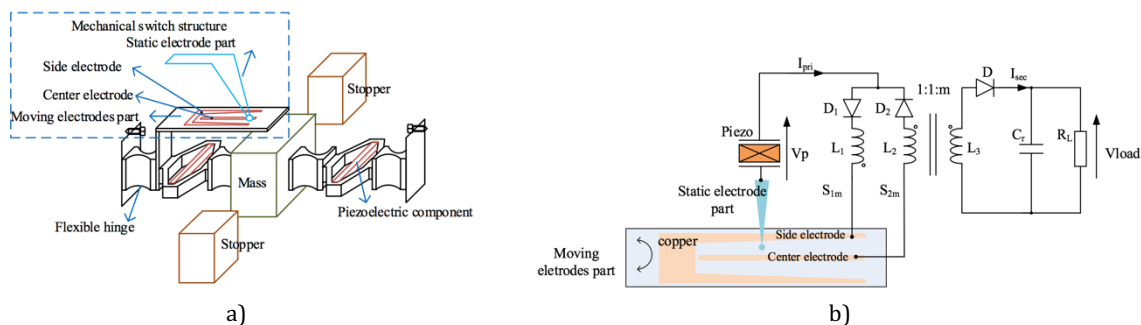


Figure 52 Réalisation de la technique OSECE par des moyens mécaniques
a) schéma mécanique b) schéma électrique [ACL7]

5 Valorisation technologique

5.1 Motivation et objectif

Le développement des réseaux de capteurs autonomes communicants est un enjeu majeur notamment pour la surveillance et la fiabilité des systèmes, que ce soit dans le domaine de l'industrie ou du transport. Ce développement est freiné par la problématique de l'autonomie énergétique des capteurs constituant les nœuds du réseau. Constatant que de l'énergie vibratoire est généralement présente dans l'environnement des systèmes à alimenter, les dispositifs de récupération d'énergie vibratoire sont rapidement apparus comme une solution réaliste et pertinente (Paradiso & Starner 2005).

Avec une dizaine d'années de recul, la maturité de cette thématique de recherche permet d'identifier les verrous techniques majeurs qui limitent le déploiement massif de générateurs inertiels pour l'alimentation de capteurs autonomes communicants : les générateurs commerciaux ne permettent pas d'exploiter des sources vibratoires variables (ils fonctionnent généralement autour d'une fréquence bien définie), ni de convertir efficacement l'énergie quelle que soit la charge électrique connectée. Par ailleurs, les solutions proposées dans la communauté académique ne sont pas forcément compatibles avec les environnements réels d'utilisation et un effort important reste à faire pour l'amélioration de la fiabilité.

L'association d'un générateur piézoélectrique bistable avec le circuit OSECE permet d'améliorer significativement la robustesse des performances vis à vis de la variabilité du gisement vibratoire et de la charge électrique. La durée de vie éprouvée des structures piézoélectriques de type APA (garanties par Cedrat Technologies pour au moins 10^{10} cycles en mode actionneur) est en outre encourageante quant à la fiabilité générale de l'architecture proposée.

Le perfectionnement de tels dispositifs, en terme de performances et de fiabilité, fait l'objet du projet de maturation technologique PULSCE (Pulsaction Cell), financé par la SATT Linksum : l'objectif est de faire la preuve de concept applicative de notre technologie dans des cas industriels concrets, de renforcer la propriété intellectuelle associée, de trouver des applications économiquement viables, et finalement de créer une startup si les indicateurs techniques et économiques sont bons.

Le contexte est globalement favorable : des composants électroniques élémentaires pour la réalisation de circuits d'extraction d'énergie sont désormais disponibles chez la plupart des grands fabricants de composants (Texas Instrument, Linear Technology, Mide Technology), ce qui démontre l'intérêt du milieu industriel pour ce type de technologie.

5.2 Du gisement vibratoire au capteur autonome en énergie

Les méthodes d'analyse vibratoire développées notamment dans le cadre des travaux sur l'isolation active de structures mécaniques (*section II2.2*) sont ici utilisées pour caractériser le gisement vibratoire. A partir de ces informations, le dimensionnement d'un générateur adéquat pour une application donnée est possible en utilisant les outils de simulation décrits dans la *section 3.1*.

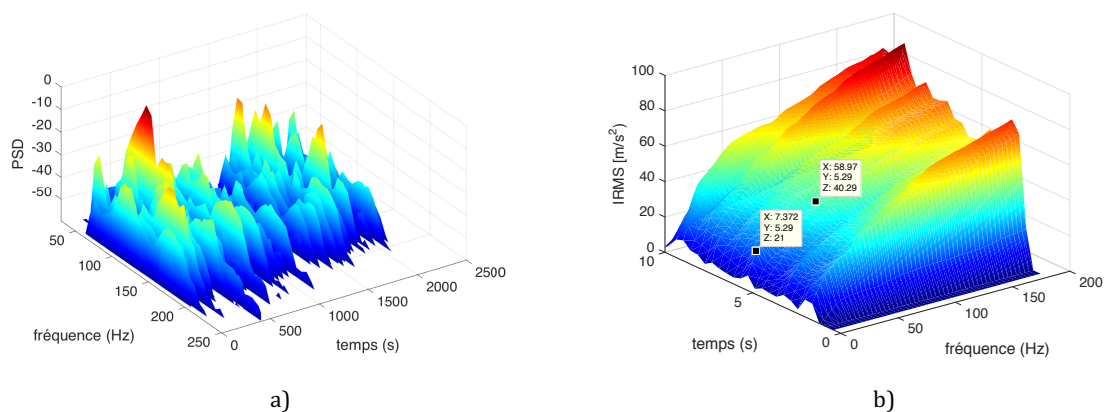


Figure 53 Analyses temps-fréquence de gisements vibratoires a) PSD de l'accélération verticale mesurée sur un pont routier b) accélération partielle RMS mesurée sur une machine-outil

La Figure 53 illustre ce type d'analyses vibratoires. La Figure 53a correspond à la densité spectrale de puissance de l'accélération mesurée sur un pont routier selon l'axe vertical. On voit le passage de différents véhicules au cours du temps, et on peut constater que le spectre des vibrations diffère sensiblement d'un véhicule à l'autre. Cet exemple confirme bien l'intérêt de développer des systèmes de récupération d'énergie large bande. La Figure 53b montre l'accélération RMS partielle mesurée selon l'axe vertical dans une machine-outil. Cette grandeur permet de quantifier la « quantité » d'accélération disponible sur une certaine bande de fréquence. Aux environs du temps 5,29 s par exemple, on peut dire que l'accélération disponible sur cette machine entre 7,372 Hz et 58,97Hz est de 19 ms^{-2} environ (40,29 – 21,00).

Pour montrer la faisabilité de l'alimentation de capteurs autonomes communicants dans des environnements caractérisés par des vibrations large-bande, des démonstrateurs complets ont été développés.

Ces démonstrateurs sont constitués d'un dispositif de récupération d'énergie vibratoire, d'un capteur, d'un microcontrôleur pour le traitement des informations et d'un dispositif de communication sans-fil. Le dispositif de récupération d'énergie comprend les éléments suivants :

- Un générateur piézoélectrique bistable
- Un circuit d'extraction d'énergie (simple redresseur ou circuit OSECE)
- Un élément de stockage d'énergie (condensateur ou super-condensateur)
- Un circuit de régulation de tension (convertisseur DC/DC commercial)

La Figure 54 montre un exemple de dispositif électronique complet de récupération d'énergie : les éléments piézoélectrique sont branchés au circuit OSECE autoalimenté (cf. Figure 35). L'énergie extraite est stockée sur le condensateur C_S sous une tension V_{DC} . Le composant LTC3588 de Linear Technology est enfin utilisé pour assurer la régulation de la tension de sortie à 3,6V. Ce composant a été spécialement développé pour des générateurs piézoélectriques. Le cœur du composant est un convertisseur DC/DC de type *buck*, qui est activé avec un rapport cyclique permettant d'assurer la régulation de la tension de sortie tout en minimisant les pertes lors de la conversion.

Si le circuit OSECE n'est pas utilisé, les éléments piézoélectriques peuvent être directement connectés aux entrées PZT1 et PZT2 du circuit, auquel cas un simple pont redresseur intégré au composant est utilisé pour charger le condensateur C_S . Ici, l'intérêt majeur du circuit OSECE est qu'il permet de charger le condensateur C_S bien au-delà de ce que permet le simple redresseur intégré avec lequel la tension V_{DC} ne peut dépasser la tension maximale aux bornes des éléments piézoélectriques.

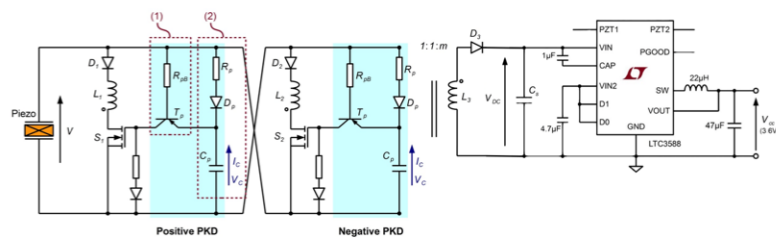
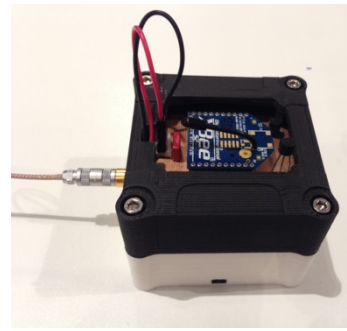


Figure 54 Circuit d'extraction et de stockage d'énergie suivi d'un convertisseur DC/DC commercial de type buck pour la régulation de tension

Plusieurs capteurs communicants ont été développés afin de réaliser des démonstrateurs complets. La Figure 55a montre un générateur piézoélectrique bistable mis en situation sur une machine électrique tournante (le générateur se trouve dans le boîtier blanc et noir). La vitesse de rotation de la machine électrique est fixée par un variateur, et on peut montrer que pour une vitesse de rotation comprise entre 900 et 2000 tours/min l'énergie électrique produite par le générateur est suffisante pour alimenter un système de mesure de température (représenté Figure 55b) qui transmet l'information mesurée à un coordinateur central (un PC par exemple) toutes les 10 s via un module de communication XBee et le protocole ZigBee. Des démonstrateurs plus évolués intégrant un accéléromètre et un traitement local de l'information sont en cours de développement.



a)



b)

Figure 55 Démonstrateurs a) générateur piézoélectrique en situation de démonstration sur une machine électrique
b) capteur de température communicant pouvant être alimenté par le générateur

Une voie de développement potentielle pour ces travaux de valorisation technologique pourrait être la réalisation de solutions complètes de surveillance pour des machines tournantes où les coûts de maintenance sont importants (génératrices dans des centrales hydroélectriques, éoliennes, laminiers, etc.). La Figure 56 montre à quoi pourrait ressembler un tel système.



Figure 56 Projet de système de surveillance autonome en énergie pour la maintenance préventive de machines tournantes

Finalement, une attention particulière est portée à la protection intellectuelle. Le dépôt d'un brevet sur une nouvelle méthode de mise en flambement est en cours de réflexion, et de nouveaux prototypes intégrant cette solution sont en cours de fabrication.

IV Perspectives

Les travaux de recherche entrepris couvrent différentes applications de la conversion électromécanique : modélisation et contrôle d'actionneurs piézoélectriques, amortissement vibratoire, récupération d'énergie vibratoire, et conversion d'énergie au sein de machines thermiques. Ces travaux ont fait l'objet d'une démarche scientifique allant de la modélisation multi-physique de phénomènes couplés à la validation systématique des modèles théoriques par des expérimentations.

Les perspectives de recherche concernent principalement les micro-sources d'énergie. Le développement de micromachines de Stirling fonctionnelles est un challenge important, et plusieurs axes de travail vont être poursuivis concernant la récupération d'énergie vibratoire, avec une augmentation des partenariats académiques qui traduit la visibilité de nos travaux.

Ces perspectives sont organisées suivant trois axes :

- Générateurs inertiels bistables améliorés
- Nouvelles architectures de récupération d'énergie vibratoire
- Conversion d'énergie électromécanique dans des systèmes complexes

1 Générateurs inertiels bistables améliorés

Les travaux menés sur les générateurs bistables ont abouti à la réalisation de prototypes en cours de valorisation technologique dans le cadre du projet de maturation technologique PULSCE. Des solutions technologiques permettant la mise en flambement aisée des générateurs et améliorant la robustesse des liaisons souples sont actuellement étudiées et conduiront à la réalisation, à court terme de nouveaux prototypes dont il faudra vérifier la fiabilité. A moyen terme, des pistes théoriques sont également à suivre pour perfectionner de tels générateurs. Elles sont décrites ci-après :

Outil d'analyse analytique de générateurs non-linéaires complets (oscillateurs non-linéaires couplés à des circuits d'extraction d'énergie non-linéaires).

Des outils d'analyse analytique ont été développés pour étudier les circuits d'extraction d'énergie non-linéaires. Pour l'analyse des oscillateurs bistables en revanche, ce sont plutôt des méthodes numériques qui ont été mises en œuvre. Il existe cependant des méthodes analytiques adaptées à l'étude de générateurs basés sur des oscillateurs non-linéaires (Nayfeh & Mook 1995). Ainsi, la méthode de la balance harmonique permet de déterminer les différentes orbites de fonctionnement d'un générateur bistable en ne considérant que l'harmonique fondamentale des oscillations (hypothèse similaire à celle utilisée pour l'analyse des circuits d'extraction d'énergie non-linéaires). La Figure 57, issue de travaux récents [ACL2], montre que ces prédictions sont fiables.

Une suite logique consiste à combiner ces deux approches analytiques pour développer des outils d'analyse permettant de prédire très rapidement les performances d'oscillateurs bistables couplés à des circuits d'extraction d'énergie non-linéaires.

Développement de technique de contrôle d'orbite pour générateurs non-linéaires

Comme cela est visible sur la Figure 57, les performances des générateurs bistables présentent des caractéristiques hystérétiques : la puissance récupérée sur un balayage fréquentiel ascendant n'est pas la même que pour un balayage descendant. Il est cependant possible de passer d'une solution basse énergie (orbite basse) à une solution haute énergie (orbite haute) en modifiant brièvement les propriétés électromécaniques du générateur (notamment le niveau de flambement) ou en excitant le générateur par une impulsion électrique (Masuda & Senda 2012), [ACL8] ou un choc mécanique (Erturk & Inman 2011). Ces pistes sont étudiées dans le cadre de la thèse de Thomas Huguet, qui a commencé en janvier 2016 en collaboration avec le LGEF de l'INSA de Lyon.

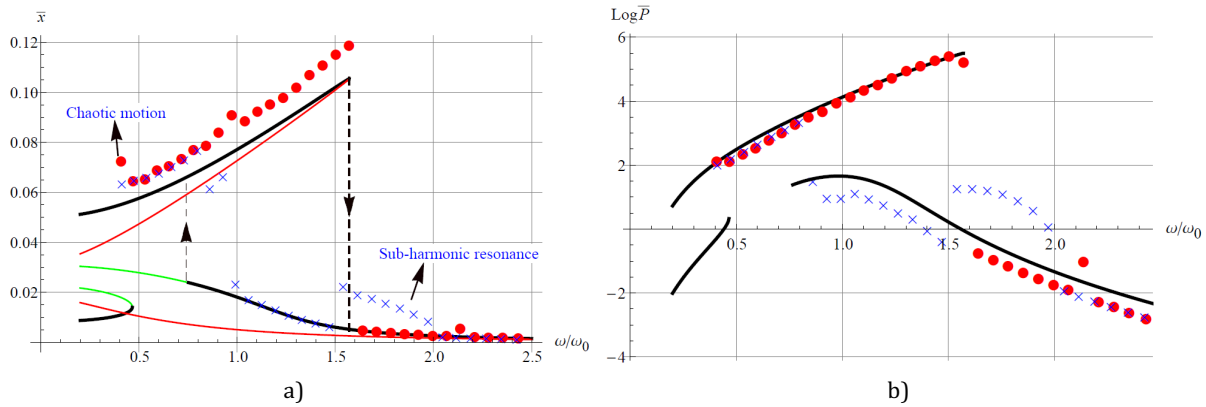


Figure 57 Comparaison entre résultats analytiques et mesures expérimentales pour un générateur bistable [ACL2]
 a) déplacement b) puissance. Les points rouges correspondent à des résultats expérimentaux pour un balayage fréquentiel ascendant, les croix correspondent à un balayage fréquentiel descendant. Les lignes noires correspondent aux solutions analytiques stables, les lignes rouges et vertes correspondent à des solutions instables

2 Nouvelles architectures de récupération d'énergie vibratoire

Générateurs linéaires très fortement couplés associés à des circuits d'extraction d'énergie permettant d'adapter la fréquence de résonance d'un générateur

L'utilisation de matériaux piézoélectriques très fortement couplés (monocristaux) associés à une électronique particulière d'extraction d'énergie (FTSECE par exemple) peut permettre de réaliser des générateurs piézoélectriques linéaires dont la fréquence de résonance peut être adaptée dynamiquement.

Le développement de ce type de générateur fera l'objet de deux thèses au laboratoire LETI du CEA Grenoble que je vais co-diriger à partir de septembre 2016. La première se focalisera sur la conception et la réalisation de générateurs très fortement couplés et la deuxième sur les circuits d'extraction d'énergie permettant le contrôle de la fréquence de résonance.

La possibilité de réaliser des structure électromécaniques très fortement couplées a été démontrée (Ahmed Seddik et al. 2012), [CAA10], mais des études complémentaires permettront d'une part d'améliorer encore le couplage en optimisant le choix des matériaux et la géométrie et d'autre part d'évaluer la fiabilité de telles structures en environnement sévère.

La réalisation pratique du circuit FTSECE va être étudiée. Le contrôle en temps réel des paramètres t_{ON} et t_{lag} nécessite le développement d'un algorithme adéquat et d'un circuit électronique dédié. Un challenge sera de minimiser la complexité et la consommation de cette électronique. Une autre approche, basée sur la technique FTSECE mais avec des périodes où les éléments piézoélectriques sont maintenus en court-circuit, est également en cours de développement et fait l'objet d'une demande de brevet. Par rapport à la technique FTSECE, cette approche est plus simple à mettre en œuvre pour des performances *a priori* supérieures.

Miniaturisation des générateurs bistables

Afin de minimiser les coûts de fabrication et favoriser l'intégration de modules de récupération d'énergie au sein de capteurs, l'utilisation des technologies de fabrication MEMS pour la réalisation de générateurs inertiels est une approche ayant fait l'objet de nombreux travaux (Kim et al. 2012). Un des points bloquants est que la miniaturisation tend à élever les fréquences de résonances des générateurs, ce qui rend difficile leur adéquation avec le spectre des vibrations ambiantes qui se trouve plutôt dans la gamme [10Hz – 500Hz]. La réalisation de MEMS bistables peut répondre à ce problème. En collaboration avec l'université de Hyogo, au Japon, nous avons participé à la réalisation d'un oscillateur MEMS bistable [CAA5, CAA7], représenté sur la Figure 58. Cet oscillateur utilise des poutres courbes pour engendrer deux positions stables (non symétriques cependant). Il permet des oscillations entre les deux positions stables autour de 150Hz avec une bande passante de 30Hz pour une accélération efficace de 3 ms^{-2} , ce qui est compatible avec des vibrations ambiantes réalistes. Un

projet de thèse (allocation de recherche de l'école doctorale SISEO) vise à continuer le développement de générateurs MEMS bistables en collaboration avec l'université de Hyogo. Une nouvelle méthode de mise en flambement de la structure permettra l'obtention de deux positions stables symétriques et une transduction électrostatique sera mise en œuvre pour la conversion électromécanique (Galayko & Basset 2011).

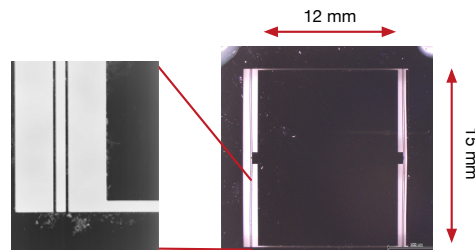


Figure 58 Oscillateur bistable MEMS réalisé en collaboration avec l'université de Hyogo au Japon

Développement de nouvelles architectures et de nouveaux matériaux

Dans le cadre de la thèse de Florian Huet, nous avons proposé un concept de dispositif de récupération d'énergie vibratoire mettant en œuvre des membranes piézoélectriques en matériau P(VDF-TrFE) qui enferment une colonne de fluide incompressible. Cette architecture appelée Hybrid Fluid Membrane (HFD) constitue un générateur alliant une grande masse dynamique et une très faible rigidité [ACL19]. Le dispositif réalisé est représenté Figure 59. Les résultats expérimentaux ont validé le comportement basse fréquence de l'architecture HFD : la fréquence de résonance du générateur se trouve à 120Hz (pour une fréquence de résonance de la membrane seule à 1100Hz). La puissance maximale récupérée avec ce premier générateur est relativement faibles ($8 \mu\text{W}$ pour une accélération ambiante efficace de 40ms^{-2}), mais la bande passante est importante (40Hz) du fait de l'exploitation des membranes en grande déformation qui implique un comportement raidissant [CAA12].

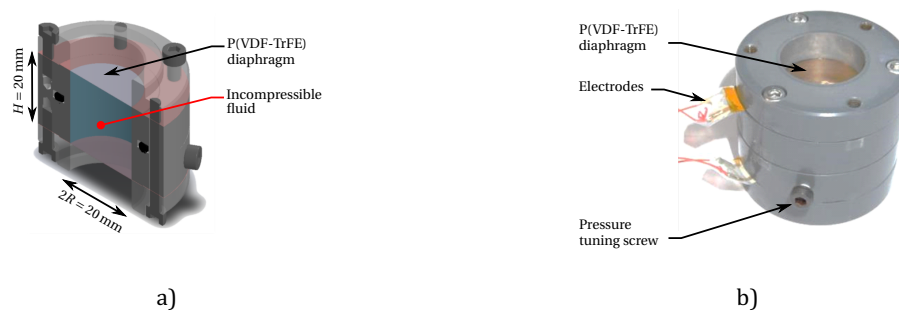


Figure 59 Générateur piézoélectrique HFD a) CAO b) dispositif expérimental (diamètre de la membrane : 2 cm)

L'architecture proposée est donc prometteuse, mais les performances sont limitées par le matériau actif utilisé. Dans le cadre d'un projet collaboratif avec le laboratoire SAMLAB de l'EPFL déposé dans le cadre de l'appel à projet franco-suisse ANR-FNS 2016, nous souhaitons poursuivre le développement de ces générateurs en exploitant des membranes à base de matériaux élastomères PDMS, pour lesquels le SAMLAB est un spécialiste reconnu.

Les membranes élastomères effectueront la conversion de la déformation mécanique en énergie électrique par transduction piézoélectrique en utilisant des matériaux composites PZT-PDMS (Borsa et al. 2015) ou par transduction électrostatique en exploitant les variations de capacité engendrées par la déformation de couches de PDMS électrodées et empilées (McKay et al. 2014). Le fonctionnement large bande sera obtenu en exploitant des non-linéarités mécaniques : raidissement lorsque les membranes sont soumises à de grandes déformations ou utilisation de configurations bistables.

3 Conversion d'énergie électromécanique dans des systèmes complexes

Conversion électromécanique dans des micromachines thermiques

Des travaux sont menés au laboratoire SYMME sur le développement de machines et micromachines permettant la valorisation de l'énergie thermique basse température (<200°C). Ces travaux ont conduit au développement de modèles multi-physiques pour l'étude de machines de Stirling à pistons libres [ACL9], (Formosa & Despesse 2010), (Formosa 2011), à la réalisation d'un prototype macroscopique fonctionnel [ACL4] (thèse de Gwyddyon Féniès), et au développement de briques technologiques pour la réalisation de micromachines [ACL19], [CAA22] (ANR MiStiC).

Les machines considérées exploitent un cycle thermodynamique de Stirling pour convertir un flux thermique en énergie mécanique. Pour les architectures envisagées, l'énergie mécanique correspond à la mise en vibrations de membranes. Il faut alors convertir cette énergie en électricité en utilisant un transducteur et un circuit d'extraction d'énergie associé.

Du point de vue de la conversion électromécanique, un premier axe de recherche concerne l'optimisation des transducteurs et des circuits d'extraction d'énergies associés en considérant leur interaction avec le cycle thermodynamique. Les modèles de machines de Stirling disponibles prennent en compte la transduction électromécanique par un simple amortissement mécanique équivalent. L'intégration de modèles plus réalistes de transducteurs associée à leurs électroniques permettra d'avoir un outil plus réaliste et prédictif.

Un deuxième axe de recherche concerne la réalisation de transducteurs miniaturisés. Dans le cadre de l'ANR MISTIC, des travaux sont en cours au laboratoire FEMTO-ST pour réaliser des membranes piézoélectriques adaptées à des micromachines de Stirling (\varnothing 5mm). Le laboratoire SYMME n'a pas les équipements requis pour la réalisation de tels dispositifs, mais peut contribuer à l'optimisation géométrique des structures et au choix des matériaux en vue de l'optimisation du couplage électromécanique de la membrane et plus globalement des performances générales de la micromachine considérée.

Intégration de micro-sources d'énergie dans des actionneurs numériques

Dans le cadre de l'ANR READMI, nous développons un système piézoélectrique de conversion d'énergie permettant de générer une petite quantité d'énergie à partir du déplacement d'actionneurs numériques.

Les actionneurs considérés ont été développés par le laboratoire Roberval de l'UTC, coordinateur du projet READMI. Ils sont capables de déplacer un aimant mobile sur quatre positions prédéfinies en jouant sur l'interaction magnétique entre l'aimant mobile, quatre aimants fixes et des pistes en cuivre parcourues par un courant de commande (Petit et al. 2010). La Figure 60 montre un tel actionneur. On peut voir les pistes qui permettent l'actionnement, les quatre aimants fixes et l'aimant mobile qui est ici dans la position haute gauche.

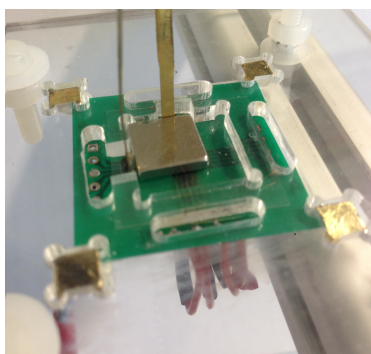


Figure 60 Actionneur numérique quadristable équipé de poutres piézoélectriques

L'objectif des générateurs piézoélectriques est ici d'augmenter la fiabilité de ces actionneurs en permettant à terme la détection autonome de la position de l'aimant mobile. Le principe utilisé pour récupérer une part de l'énergie de l'aimant mobile lorsqu'il change de position, consiste à utiliser une poutre cantilever piézoélectrique dont l'extrémité libre est attirée magnétiquement par l'aimant mobile. Lorsque l'aimant mobile change de position, la poutre est déformée et se détache de l'aimant mobile lorsque la force d'interaction magnétique devient plus faible que la force de rappel induite par la déformation de la poutre. Une fois la poutre détachée, elle oscille librement et son énergie mécanique est convertie en énergie électrique par le matériau piézoélectrique. Un premier prototype a permis la validation de ce principe par l'utilisation de poutres vibrant perpendiculairement au plan de l'actionneur [CAA6]. Ces poutres sont visibles sur la Figure 60.

Ces actionneurs sont prévus pour être utilisés en réseau et constituer des micro-convoyeurs permettant le déplacement sur un plan de petites pièces mécanique. L'intégration de poutre perpendiculaire à ce plan est donc inenvisageable.

Les travaux à venir viseront ainsi à l'optimisation de la géométrie des structures piézoélectriques afin de maximiser la puissance récupérée tout en permettant leur intégration dans le plan d'actionnement.

Une solution envisagée consiste à découper des plaques intégrant des matériaux piézoélectriques puis à les plier afin de réaliser des structures en trois dimensions (*origami*). La Figure 61 illustre schématiquement ce concept. Dans un premier temps (Figure 61a) une plaque est découpée et les matériaux piézoélectriques collés ou déposés. Puis les poutres sont pliées perpendiculairement au plan (Figure 61b). Dans un troisième temps (Figure 61c), des soufflets sont pliés pour réduire les dimensions du carré intérieur. Finalement, la Figure 61d montre le positionnement de la structure envisagée par rapport aux aimants fixes (en jaune) et à l'aimant mobile (en vert).

Comme pour les micromachines thermiques, le challenge ici est lié à l'interaction entre le dispositif de conversion électromécanique et son environnement, qui doit être prise en compte pour la recherche d'une configuration optimale.

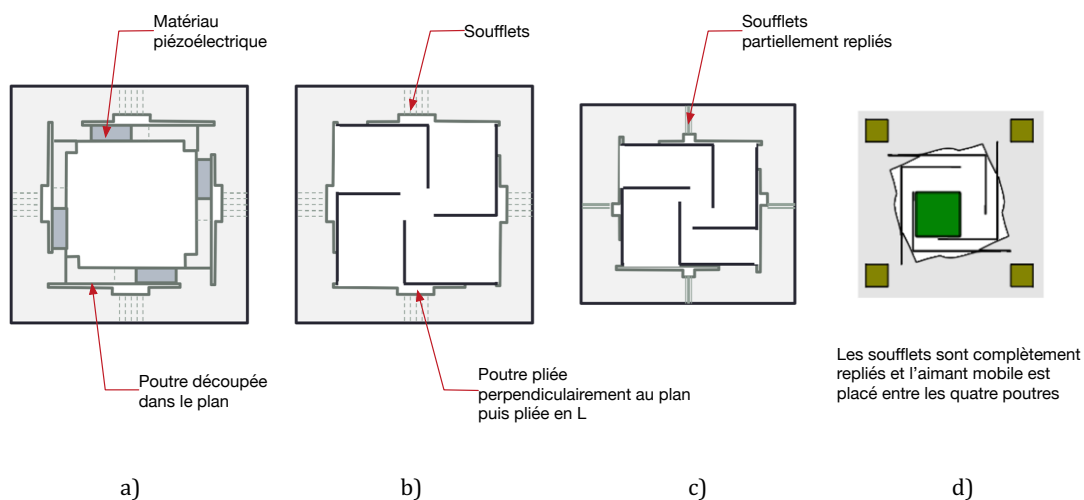


Figure 61 Réalisation des poutres piézoélectriques par une méthode « origami » : a) découpe d'une plaque et intégration d'éléments piézoélectriques (en gris) b) première étape de pliage des poutres c) deuxième étape de pliage des soufflets d) intégration avec les aimants de l'actionneur numérique

Conclusion

Issu d'une formation d'ingénieur en génie électrique, j'ai souhaité élargir mes compétences en choisissant de poursuivre en doctorat sur un sujet pluridisciplinaire où la conversion piézoélectrique tient un rôle central.

J'ai été recruté à l'Université Savoie Mont Blanc sur un profil enseignement et recherche « mécatronique ». Ce positionnement correspond bien à ma volonté d'appréhender des disciplines scientifiques variées et de travailler sur des objets pluri-technologiques. Il se traduit par des enseignements diversifiés (électricité, automatique, mécanique) et des activités de recherche transverses (Micro-positionnement, amortissement vibratoire, récupération d'énergie vibratoire, micromachines de Stirling).

Dans ce manuscrit, j'ai présenté ces différentes activités et leur cohérence générale (*partie II*), puis j'ai proposé une description plus détaillée des travaux concernant la récupération d'énergie vibratoire (*partie III*). Les perspectives envisagées concernent principalement les micro-sources d'énergie (*partie IV*), même si d'autres pistes auraient pu être décrites : utilisation d'architectures piézoélectriques bistables pour la réalisation d'actionneurs piézoélectriques grande course, combinaison de solutions d'amortissement actif avec des méthodes semi-passives pour aboutir à des systèmes de contrôle efficaces (les techniques semi-passives pour atténuer fortement les modes de résonance, les algorithmes actifs pour un contrôle fin des vibrations résiduelles), etc.

Pour mener à bien ces activités pluridisciplinaires, je me suis rapproché de collègues ayant des compétences complémentaires aux miennes et partageant la volonté de s'ouvrir à d'autres disciplines. Je tiens ici à remercier mon collègue Fabien Formosa, mécanicien de formation, également compétent en thermique et thermodynamique. Nous avons œuvré au développement de la thématique « micro-source d'énergie » au laboratoire SYMME. Notre complémentarité nous a permis de proposer des solutions originales, et notre activité est maintenant reconnue au niveau national et international.

La maturité de cette thématique au laboratoire implique une augmentation et une diversification des projets associés. J'ai pour objectif de maintenir une structuration efficace de ces activités, tout en fédérant un nombre plus important de collègues afin d'augmenter les ressources humaines et de poursuivre l'ouverture disciplinaire (vers les matériaux notamment).

D'un point de vue académique, nous poursuivrons le développement de systèmes de conversion énergétique innovants, à la confluence de plusieurs champs disciplinaires (mécanique, électronique, thermique, matériaux). Nous poursuivrons également les travaux sur la valorisation technologique des concepts proposés. Ces activités académiques et de valorisation se nourrissent mutuellement, comme le montre l'adéquation entre les problématiques industrielles rencontrées et les thématiques abordées dans les travaux de thèse en cours et à venir. En tant qu'enseignant-chercheur dans une école d'ingénieur, l'entrepreneuriat et le développement d'un réseau industriel me semble par ailleurs constituer une expérience utile à mes activités d'enseignement.

Je vais continuer à participer à l'animation de la communauté française travaillant sur la récupération d'énergie, par des collaborations (CEA Leti, INSA LGEF, IEF Paris Sud), et en m'impliquant dans l'organisation annuelle des Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'Énergie (déjà organisée à Annecy en avril 2014). Je vais également poursuivre le développement des collaborations internationales bilatérales déjà engagées avec la Suisse, le Japon, la Chine et le Canada.

En réunissant des compétences dans le domaine de la récupération d'énergie, des capteurs, de l'informatique embarquée et de la communication (du matériel aux couches réseaux), la réalisation de réseaux de capteurs sans fil autonomes en énergie et fonctionnant pratiquement sans maintenance semble réaliste, même si des verrous scientifiques restent à lever, notamment sur l'intégration et la coopération entre les différentes technologies développées. Dans cet objectif, je souhaite m'impliquer dans des projets d'envergure avec plusieurs partenaires internationaux. Les appels à projet européens sont une bonne opportunité.

L'ouverture à l'international est également une opportunité pour les activités pédagogiques. La collaboration avec le Japon s'accompagne ainsi de la signature d'un accord d'échange académique en cours de discussion entre l'Université de Hyogo et l'USMB, et je vais m'impliquer pour concrétiser cet accord en encourageant la mobilité des étudiants, doctorants et futurs ingénieurs.

Références

- Ahmed Seddik, B., Despesse, G. & Defay, E., 2012. Autonomous wideband mechanical energy harvester. In Industrial Electronics ISIE, IEEE International Symposium on. Hangzhou, China.
- Andò, B. et al., 2014. A bistable buckled beam based approach for vibrational energy harvesting. *Sensors and Actuators A: Physical*, 211, pp.153–161.
- Andò, B. et al., 2012. Investigation on Mechanically Bistable MEMS Devices for Energy Harvesting From Vibrations. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 21(4), pp.779–790.
- Anton, S.R. & Sodano, H.A., 2007. A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). *Smart Materials and Structures*, 16(3), pp.R1–R21.
- Arrieta, A.F. et al., 2010. A piezoelectric bistable plate for nonlinear broadband energy harvesting. *Applied Physics Letters*, 97(10), p.104102. Available at: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v97/i10/p104102/s1&Agg=doi>.
- Bandyopadhyay, S. et al., 2014. A 1.1 nW Energy-Harvesting System with 544 pW Quiescent Power for Next-Generation Implants. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 49(12), pp.2812–2824.
- Beeby, S.P., Tudor, M.J. & White, N.M., 2006. Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement Science and Technology*, 17(12), pp.R175–R195.
- Borsa, C.J. et al., 2015. Characterization of Piezoelectric PDMS-Nanoparticle Composites. In PowerMEMS. IOP Publishing, pp. 012078–5.
- Chen, Y.Y. et al., 2012. A self-powered switching circuit for piezoelectric energy harvesting with velocity control. *The European Physical Journal Applied Physics*, 57(3), p.30903.
- Clark, W.W., 2000. Vibration Control with State-Switched Piezoelectric Materials. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 11(4), pp.263–271.
- Cottone, F. et al., 2012. Piezoelectric buckled beams for random vibration energy harvesting. *Smart Materials and Structures*, 21(3), pp.035021–12.
- Cottone, F., Vocca, H. & Gammaitoni, L., 2009. Nonlinear Energy Harvesting. *Physical Review Letters*, 102(8), p.080601.
- Dicken, J., Mitcheson, P.D. & Stoianov, I., 2009. Increased power output from piezoelectric energy harvesters by pre-biasing. In PowerMEMS 2011.
- Eichhorn, C. et al., 2011. A smart and self-sufficient frequency tunable vibration energy harvester. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 21(10), p.104003.
- Eichhorn, C., Goldschmidtboeing, F. & Woias, P., 2009. Bidirectional frequency tuning of a piezoelectric energy converter based on a cantilever beam. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19(9), p.094006.
- Elliott, A.D.T. & Mitcheson, P.D., 2012. Implementation of a Single Supply Pre-biasing Circuit for Piezoelectric Energy Harvesters. *Procedia Engineering*, 47, pp.1311–1314.
- Ellis, J. & Wilson, I., 2001. New physics with the compact linear collider. *Nature*, 409(6818), pp.431–435.
- Erturk, A. & Inman, D.J., 2011. Broadband piezoelectric power generation on high-energy orbits of the bistable Duffing oscillator with electromechanical coupling. *Journal of Sound and Vibration*, 330(10), pp.2339–2353.
- Ferrari, M. et al., 2010. Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters. *Sensors and Actuators A: Physical*, 162(2), pp.425–431.
- Formosa, F., 2011. Coupled thermodynamic-dynamic semi-analytical model of free piston Stirling engines. *Energy Conversion and Management*.
- Formosa, F. & Despesse, G., 2010. Analytical model for Stirling cycle machine design. *Energy Conversion and Management*, 51(10), pp.1855–1863.
- Galayko, D. & Basset, P., 2011. A General Analytical Tool for the Design of Vibration Energy Harvesters (VEHs) Based on the Mechanical Impedance Concept. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, 58(2), pp.299–311.
- Gammaitoni, L., Neri, I. & Vocca, H., 2009. Nonlinear oscillators for vibration energy harvesting. *Applied Physics Letters*, 94(16), p.164102. Available at: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v94/i16/p164102/s1&Agg=doi>.
- Garbuio, L. et al., 2009. Mechanical Energy Harvester With Ultralow Threshold Rectification Based on SSHI Nonlinear Technique. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(4), pp.1048–1056.

- Gasnier, P. et al., 2014. An Autonomous Piezoelectric Energy Harvesting IC Based on a Synchronous Multi-Shot Technique. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 49(7), pp.1561–1570.
- Ge, P. & Jouaneh, M., 1995. Modeling hysteresis in piezoceramic actuators. *Precision Engineering*, 17(3), pp.211–221.
- Goldfarb, M. & Celanovic, N., 1997. Modeling Piezoelectric Stack Actuators for Control of Micromanipulation. *IEEE Control Systems*, 17(3), pp.69–79.
- Hagood, N.W. & Flotow, von, A., 1991. Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. *Journal of Sound and Vibration*, 146(2), pp.243–268.
- Halvorsen, E., 2013. Fundamental issues in nonlinear wideband-vibration energy harvesting. *Physical Review E*, 87(4), p.042129. Available at: <http://arxiv.org/abs/1209.3184>.
- Harne, R.L. & Wang, K.W., 2013. A review of the recent research on vibration energy harvesting via bistable systems. *Smart Materials and Structures*, 22(2), pp.023001–13.
- Hehn, T. et al., 2012. A Fully Autonomous Integrated Interface Circuit for Piezoelectric Harvesters. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 47(9), pp.2185–2198.
- Kim, S.-G., Priya, S. & Kanno, I., 2012. Piezoelectric MEMS for energy harvesting. *MRS Bulletin*, 37(11), pp.1039–1050.
- Lallart, M. & Guyomar, D., 2010. Piezoelectric conversion and energy harvesting enhancement by initial energy injection. *Applied Physics Letters*, 97(1), p.014104.
- Lallart, M. et al., 2008. Double synchronized switch harvesting (DSSH): a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 55(10), pp.2119–2130.
- Lefevre, E. et al., 2009. Materials, structures and power interfaces for efficient piezoelectric energy harvesting. *Journal of Electroceramics*, 22(1-3), pp.171–179.
- Liu, H. et al., 2012. Investigation of a MEMS piezoelectric energy harvester system with a frequency-widened-bandwidth mechanism introduced by mechanical stoppers. *Smart Materials and Structures*, 21(3), p.035005.
- Masuda, A. & Senda, A., 2012. Stabilization of a wide-band nonlinear vibration energy harvester by using a nonlinear self-excitation circuit. In H. A. Sodano, ed. *SPIE Smart Structures and Materials + Nondestructive Evaluation and Health Monitoring*. SPIE, pp. 83411B–83411B–9.
- McKay, T.G. et al., 2014. Dielectric elastomer generators that stack up. *Smart Materials and Structures*, 24(1), pp.1–8.
- Nayfeh, A.H. & Mook, D.T., 1995. *Nonlinear Oscillations*, John Wiley & Sons.
- Neri, I. et al., 2012. A real vibration database for kinetic energy harvesting application. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 23(18), pp.2095–2101.
- Ottman, G.K. et al., 2002. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 17(5), pp.669–676.
- Ottman, G.K., Hofmann, H.F. & Lesieutre, G.A., 2003. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(2), pp.696–703.
- Paradiso, J.A. & Starner, T., 2005. Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics. *IEEE Pervasive Computing*, 4(1), pp.18–27.
- Petit, L. et al., 2010. A Four-Discrete-Position Electromagnetic Actuator: Modeling and Experimentation. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 15(1), pp.88–96.
- Preumont, A., 2011. *Vibration Control of Active Structures*, Dordrecht: Springer Netherlands.
- Ramadass, Y.K. & Chandrakasan, A.P., 2010. An Efficient Piezoelectric Energy-Harvesting Interface Circuit Using a Bias-Flip Rectifier and Shared Inductor. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 45(1), pp.189–204.
- Ramlan, R. et al., 2009. Potential benefits of a non-linear stiffness in an energy harvesting device. *Nonlinear Dynamics*, 59(4), pp.545–558.
- Richard, C. et al., 2000. Enhanced semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device on an inductor. In T. T. Hyde, ed. *SPIE's 7th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials*. International Society for Optics and Photonics, pp. 288–299.
- Richard, C. et al., 1999. Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device. In T. T. Hyde, ed. *1999 Symposium on Smart Structures and Materials*. SPIE, pp. 104–111.
- Sanchez, D.A. et al., 2016. A 4uW-to-1mW parallel-SSHI rectifier for piezoelectric energy harvesting of periodic and shock excitations with inductor sharing, cold start-up and up to 681% power extraction improvement. In *2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*. IEEE, pp. 366–367.

- Shen, H. et al., 2010. Enhanced synchronized switch harvesting: a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction. *Smart Materials and Structures*, 19(11), p.115017.
- Shim, M. et al., 2014. Self-powered 30 μ W-to-10mW Piezoelectric energy-harvesting system with 9.09ms/V maximum power point tracking time. *2014 IEEE International Solid- State Circuits Conference (ISSCC)*, pp.406–407.
- Shu, Y.C. & Lien, I.C., 2006. Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems. *Smart Materials and Structures*, 15(6), pp.1499–1512.
- Shu, Y.C., Lien, I.C. & Wu, W.J., 2007. An improved analysis of the SSHI interface in piezoelectric energy harvesting. *Smart Materials and Structures*, 16(6), pp.2253–2264.
- Stanton, S.C., Owens, B.A.M. & Mann, B.P., 2012. Harmonic balance analysis of the bistable piezoelectric inertial generator. *Journal of Sound and Vibration*, 331(15), pp.3617–3627.
- Swift, G.W. & Garrett, S.L., 2003. *Thermoacoustics: A Unifying Perspective for Some Engines and Refrigerators*, The Journal of the Acoustical Society of America.
- Szarka, G.D., Stark, B.H. & Burrow, S.G., 2011. Review of Power Conditioning for Kinetic Energy Harvesting Systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(2), pp.803–815.
- Tang, Q.C., Yang, Y.L. & Li, X., 2011. Bi-stable frequency up-conversion piezoelectric energy harvester driven by non-contact magnetic repulsion. *Smart Materials and Structures*, 20(12), pp.125011–7.
- Taylor, G.W. et al., 2001. The Energy Harvesting Eel: a small subsurface ocean/river power generator. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 26(4), pp.539–547.
- Uchino, K. & Giniewicz, J., 2003. *MicroMechatronics*, CRC Press.
- Wang, D.H., Zhu, W. & Yang, Q., 2011. Linearization of Stack Piezoelectric Ceramic Actuators Based on Bouc-Wen Model. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 22(5), pp.401–413.
- Williams, C.B. & Yates, R.B., 1996. Analysis of a micro-electric generator for microsystems. *Sensors and Actuators A: Physical*, 52(1-3), pp.8–11.
- Wischke, M. et al., 2010. Electromagnetic vibration harvester with piezoelectrically tunable resonance frequency. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 20(3), p.035025.
- Wu, W.J. et al., 2009. Modeling and experimental verification of synchronized discharging techniques for boosting power harvesting from piezoelectric transducers. *Smart Materials and Structures*, 18(5), p.055012.

Sélection d'articles :

- [ACL3] W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, "A new figure of merit for wideband vibration energy harvesters", *Smart Materials and Structures*, Vol. 24, N°2, 2015.
- [ACL6] W. Q. Liu, A. Badel, F. Formosa, Y. P. Wu, N. Bencheickh, A. Agbossou, "A wideband integrated piezoelectric bistable generator: experimental performances evaluation and potential for real environmental vibrations", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 26, no. 7, pp. 872-877, 2015.
- [ACL14] E. Arroyo, A. Badel, F. Formosa, "Energy harvesting from ambient vibrations: Electromagnetic device and synchronous extraction circuit", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N°16, pp. 2023-2035, 2013.
- [ACL17] Y. P. Wu, A. Badel, F. Formosa, W. Q. Liu, A. Agbossou, "Piezoelectric Vibration Energy Harvesting by Optimized Synchronous Electric Charge Extraction", *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 24, N° 12, pp. 1445-1458, 2013.

A new figure of merit for wideband vibration energy harvesters

W Q Liu¹, A Badel², F Formosa² and Y P Wu³

¹School of Mechanical Engineering, Southwest Jiaotong University, 610031, Chengdu, People's Republic of China

²Laboratoire SYMME, Université Savoie Mont Blanc, F-74000, Annecy, France

³The Key Laboratory of Education Ministry on Aircraft Structural Mechanics and Control, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 210016, Nanjing, People's Republic of China

E-mail: adrien.badel@univ-smb.fr

Received 15 July 2015, revised 15 September 2015

Accepted for publication 1 October 2015

Published 27 October 2015



CrossMark

Abstract

The performance evaluation method is a very important part in the field of vibration energy harvesting. It provides the ability to compare and rate different vibration energy harvesters (VEHs). Considering the lack of a well-recognized tool, this article proposed a new systematic figure of merit for the appraisal of wideband VEHs. Extensive investigations are first performed for some classic figures for linear VEHs. With the common fundamental information obtained, the proposed figure integrates four essential factors: the revised energy harvester effectiveness, the mechanical quality factor, the normalized bandwidth and the effective mass density. Special considerations are devoted to the properties of wideband VEHs about the operation range and the average power in this domain which are related to the performance target of stable power output. Afterward, this new figure is applied to some literature VEHs and demonstrated to present good evaluations of wideband VEHs. Moreover, it exhibits the ability to point out the improvement information of the concerned VEHs further developments.

Keywords: vibration, energy harvesting, figure of merit

(Some figures may appear in colour only in the online journal)

1. Introduction

The rapid development of the technology of microelectronics and MEMS systems during the past decades brings the power requirement of wearable and/or wireless electronics, such as smart sensors, to dozens of micro watts [1]. Meanwhile, the desire for free mobility and for the release from the constraint of wires is growing rapidly [2]. Wireless technologies are facing the best opportunities ever under the drive of the technologies and the demand, especially for the wireless sensor networks (WSNs). Compared with the wired solutions, a WSN allows portability and reduces installation costs. Significant benefits are exhibited for WSNs in many applications, such as structure health monitoring [3], food and agriculture industry [4], environment monitoring [5], human health care [6], and so on. Though, up to date, most WSNs still use batteries as the power sources, leading to a relatively short life span and high cost of maintenance.

As an emerging technology, energy harvesting has received great concern in the past years because of its prospective applications in the power supply of autonomous sensor networks. Among the different potential energy sources from environment and human activities to be captured for WSNs, such as light [7], heat [8], vibration [9], vibration energy harvesting is one of the most promising solutions because of its considerable power density and wide application possibilities [10, 11].

In general, a vibration energy harvester (VEH) is composed of three parts: a mechanical oscillator, a transduction element and an interface circuit [12]. For the conventional VEHs, which utilize linear resonant structures [13–15], usually called as linear VEHs, the performance improvements follow two steps: first, increase the maximal available energy; second, enhance the ratio of the usable power output to the maximal available energy. The realization of a high quality factor structure is the only feasible way for the optimization in

the first step when the excitation and the inertial mass are fixed [16]. As for the second step, common solutions are to increase the electromechanical coupling level or to develop high performance circuits. One can list synchronized switching harvesting on an inductor (SSHI) [17–19], synchronous electric charge extraction (SECE) [20], double synchronized switch harvesting (DSSH) [21], optimized synchronous electric charge extraction (OSECE) [22, 23] for the piezoelectric VEH, synchronous magnetic flux extraction (SMFE) [24], a forward-feedthrough and feedback dc–dc PWM boost converter [25] for the electromagnetic VEH etc.

Another very important parameter of the VEHs is their volume, which relies on the optimization of the mechanical structures. Dividing the power by the volume, the power density, a significant evaluation factor of the VEH's performance, can be obtained.

A large number of linear VEHs showing great efforts in the optimization about these concerned issues have been proposed. However, it is difficult to directly compare those VEHs because of the different excitations, structures (inertial mass, volume and transduction element) and circuits. Therefore, a unified evaluation method has to be promoted to make fair comparisons between VEHs. A simple way is to compare the harvested power normalized by the mass and the acceleration according to the power of linear VEHs [16]. Roundy *et al* suggested a figure of merit (FoM) named effectiveness, which contains the information about the coupling level, the mechanical quality factor, the density ratio for a baseline material and the circuit efficiency [26]. It is relatively complex and is not straightforward to reflect the VEH's performance.

In order to provide the information about how close the VEH is to its maximal performance, Mitcheson *et al* proposed an alternative FoM which defines the energy harvester effectiveness as the usable power divided by the maximal available power [27]. As a further step, Mitcheson *et al* [28] developed the volume figure of merit (FoM_v) to reflect the VEH's nearness to the performance limitation with respect to the same volume and excitation. Beeby *et al* put forward the normalized power density (NPD) [29] as an evaluation tool with wide acceptance because of its simplicity and intuition. These FoMs make it possible to compare different VEHs according to a selected common criterion. Moreover, the information about how to improve the VEHs' performance is also presented to some extent when evaluating the VEHs with the FoMs.

Since the majority of the realistic excitations are variable and broadband, great challenges are raised for conventional linear VEHs, which exhibit a narrow operation band around their resonant frequency. Consequently, it is critical to have a wideband VEH usable for complex application environments. Great achievements have been obtained in recent years [30–33] with multiple solutions, such as resonance tuning VEHs [34, 35], frequency up-conversion VEHs [36, 37], multimodal VEHs [38, 39], nonlinear VEHs [40–45] etc. The investigations show that the operation band of these wideband VEHs is significantly enlarged in contrast to the corresponding linear VEHs. However, the bandwidth improvement effects of

various wideband VEHs are different and dependent on the used mechanisms and parameters. Thus, the same question exists for the wideband as the linear VEHs that an evaluation criterion is expected.

A preliminary way is to exploit the same figures of the linear VEHs such as NPD and FoM_v for wideband VEHs as in [46, 47]. Nevertheless, these figures are dedicated to linear VEHs with appraisalment only accounted for the maximum power output case at the resonant frequency. The bandwidth information is not included. Moreover, the average power over the operation band is more suitable to be considered as the performance evaluation factor instead of the maximum power out. Indeed the target of wideband VEHs is to provide stable power supply for varied excitation cases. Apart from the linear VEH figures, some simple evaluation methods are also proposed in the literatures, for instance, the product of the normalized bandwidth and the power normalized by the excitation [48]. However, in these cases, the appraisalment is incomplete. An all-round FoM for wideband VEHs is required to take all the critical characteristics into consideration, including the bandwidth, the average power, the volume, the mechanical quality factor of the structure. By doing this, comparisons between different wideband VEHs can be made while indications for the further improvement of the considered VEH are obtained as well. Indeed, it makes sense to develop a universal and comprehensive FoM of the wideband VEHs, which can be used as a performance evaluation and design directive tool. Although a real design optimization is usually constrained by the actual application, the FoM is capable of providing the information about which solution is more appropriate and how to improve the VEH's performance. Moreover, a custom FoM can be built from the universal FoM and according to a specific application.

In this article, a generic model is proposed first as the discussion basis. Then some classic figures for linear VEHs are investigated in detail to collect the essential information to obtain a most relevant FoM. With the knowledge of the linear VEH figures, a new figure is developed with special attention focused on the average power and the bandwidth considered as the essential features of the wideband VEHs. The common issues for linear VEHs, such as the volume, the mechanical quality factor and the energy harvester effectiveness, are integrated as well. Detailed discussion, which covers the different angles of this new figure, is presented. Finally, the proposed FoM is applied for some wideband VEHs for demonstration.

2. Analysis and discussion

2.1. Generic model

In order to facilitate the next-step discussions about the FoM for VEHs, a generic model shown in figure 1 is proposed for VEHs. As has been suggested in previous studies [45, 49], the energy extracted from the generator can be viewed as an additional damping (denoted μ_c) in the dynamic model. The assumption of modeling the transducer by a simple damper is

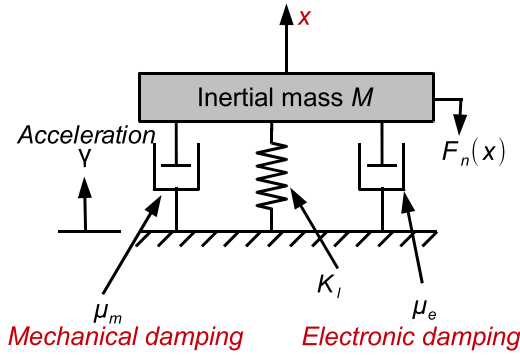


Figure 1. Generic model for VEHs.

valid in the case of sinusoidal ambient acceleration, choosing the value of μ_e such as the energy dissipated into the damper during one mechanical period corresponds to the harvested energy. To be distinguished from the mechanical damper μ_m , μ_e is named as the electronic damping hereafter. The mechanical damper μ_m in figure 1 is a damper that embodies mechanical and electrical losses (if any). Finally, the electronic part of the harvester can be included in the dynamic model and a single governing equation for the VEH is expressed as:

$$M\ddot{x} + K_I x + (\mu_m + \mu_e)\dot{x} + F_n(x) = M\gamma(t), \quad (1)$$

where M is the inertial mass; $\gamma(t)$ is the ambient acceleration; K_I is the linear stiffness; μ_m is the mechanical damping coefficient; μ_e is the electronic damping coefficient; $F_n(x)$ is the nonlinear restoring force (if any).

Assuming that all the energy dissipated by the electronic damping (extracted by the interface circuit) is transferred to the load, the transient power scavenged by the harvester is written as:

$$P = \mu_e \dot{x}^2. \quad (2)$$

Since the harvested power is related to the interface circuit, the load situation, the excitation level and other factors, the electronic damping coefficient may vary during operation. However, with the load value fixed and the influence of the excitation level negligible, μ_e is assumed to be constant for simplifications in this article.

For the purpose of obtaining the critical issues about the development of a relevant FoM, investigations are firstly devoted to some well-known figures such as power normalized by the mass and the acceleration (PNMA), NPD and FoM_V etc.

2.2. Classic FoM for VEHs

Since the classic figures (PNMA, NPD and FoM_V) are first mainly intended for linear harvesters, the assumption of linear case is also applied for the following discussion of these figures. With the nonlinear force $F_n(x)$ set to be zero in

equation (1), we have the usual linear form:

$$M\ddot{x} + K_I x + (\mu_m + \mu_e)\dot{x} = M\gamma(t). \quad (3)$$

When a harmonic excitation $\gamma(t) = \gamma_0 \cos \omega t$ is applied, the corresponding velocity solution is also harmonic for a linear harvester. It can be expressed as $\dot{x} = v_0 \cos(\omega t + \theta)$ in which θ is the phase difference between the excitation and the velocity. Substituting $\gamma(t)$ and \dot{x} into equation (3), we have:

$$\begin{aligned} &(-M\omega^2 + K_I)\omega v_0 \sin(\omega t + \theta) + (\mu_m + \mu_e)v_0 \\ &\times \cos(\omega t + \theta) = M\gamma_0 \cos \omega t. \end{aligned} \quad (4)$$

The harvester obtains the maximum power around the resonant frequency $\omega = \omega_0 = (M/K_I)^{1/2}$. Then the first term in equation (4) is zero and we can get $\theta = 0$, which means that the total damping force and the excitation force are equals and in phase:

$$(\mu_m + \mu_e)\dot{x} = (\mu_m + \mu_e)v_0 \cos \omega_0 t = M\gamma_0 \cos \omega_0 t. \quad (5)$$

Using equations (2) and (5), the average power over a period under the resonant condition is expressed as:

$$P_{\text{res}} = \frac{\omega_0}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega_0} \mu_e v_0^2 \cos^2 \omega_0 t dt = \frac{1}{2} \mu_e \frac{M^2 \gamma_0^2}{(\mu_e + \mu_m)^2} \quad (6)$$

which represents the peak average output power of the harvester. This value is used in all the classic FoM for evaluating the best performance of the concerned linear harvesters. For a VEH with a determined inertial mass and a fixed μ_m , P_{res} reaches the maximum value:

$$P_{\text{max}} = \frac{1}{8} \frac{M^2 \gamma_0^2}{\mu_m} \quad (7)$$

by letting $\mu_e = \mu_m$ which means that the electronic damping should exactly match the mechanical damping.

2.2.1. PNMA. The PNMA figure has not been proposed specifically in the literature yet, but has been often used when appraising a harvester, especially for a linear one. The basic idea is to make relatively fair comparisons between different harvesters with the same inertial mass and acceleration. The definition of PNMA is given by equation (8) which is based on the linear harvester's property that the power is proportional to the product of both the mass and the second power of the ambient acceleration

$$\text{PNMA} = \frac{P}{M\gamma_0^2}. \quad (8)$$

However, it is worth mentioning that although the PNMA figure is based on the linear harvester assumption, it is still applicable for other kinds of harvesters. Substituting equation (6) into equation (8), we have the PNMA value at

the resonant frequency:

$$\text{PNMA} = \frac{1}{2} \frac{M\mu_e}{(\mu_m + \mu_e)^2}. \quad (9)$$

The maximal value is found when the harvested energy equals the energy dissipated by the mechanical damping ($\mu_e = \mu_m$ and P_{res} is maximal). Therefore, to achieve the optimal PNMA value, a proper configuration of the interface circuit, the load and the electromechanical coupling coefficient is required. As explicated by Lefeuvre *et al* [50], when the standard circuit (simple full bridge rectifier) is used as the interface circuit, this equilibrium is only obtained for coupling coefficients higher than a specific value and for an optimal load. If the high coupling requirement is not satisfied, nonlinear synchronous switching techniques (SSHI, SECE, OSECE etc [17–23]) are required to increase the electronic damping. Once this equilibrium $\mu_e = \mu_m$ is reached, equation (9) can be simplified to:

$$\text{PNMA} = \frac{M}{8\mu_m} = \frac{1}{16\xi_m\omega_0}, \quad (10)$$

where $\xi_m = M/(2\mu_m\omega_0)$ is the mechanical damping ratio which is usually constant for a determined structure. From equation (10), it is seen that better appraisalment of the harvester using the PNMA figure is obtained with a higher mechanical quality factor $Q_m \approx 1/(2\xi_m)$ and a lower resonant frequency ω_0 .

From the analysis above, it can be found that the PNMA figure has a two-fold meaning: first, for the electronic part, the interface circuit should be capable of making the harvested electric energy match with the mechanical dissipation as close as possible; second, for the structural part, high quality factor and low resonant frequency are preferred (for a constant acceleration level). However, the preference to low-frequency structures makes the fairness of the PNMA figure doubted. Usually, a good evaluation tool should have low dependence on the resonant frequency, which is often determined by the application environment.

As seen in the definition, PNMA uses the mass rather than the volume as the normalization parameter. As a result, it lacks the ability of reflecting the compactness of the structure, which is an especially important criterion for the VEHs. An undesirable case is that the inertial mass M might only occupy a small ratio of the total volume of a bulk harvester with a high PNMA value. Especially for the harvesters with a low resonant frequency favored by the PNMA figure, the requirement of large stroke will drastically increase the total occupied volume. Therefore, PNMA is effective for the evaluations of the mechanical quality factor and the matching degree of the interface circuit for linear harvesters with similar structural architecture, yet a more reasonable figure is required to take the volume into account in order to make comparisons between harvesters exhibiting different types of structure. Moreover, the fact that only the power output at a single frequency is considered in the figure makes it not suitable for the evaluations of wideband VEHs.

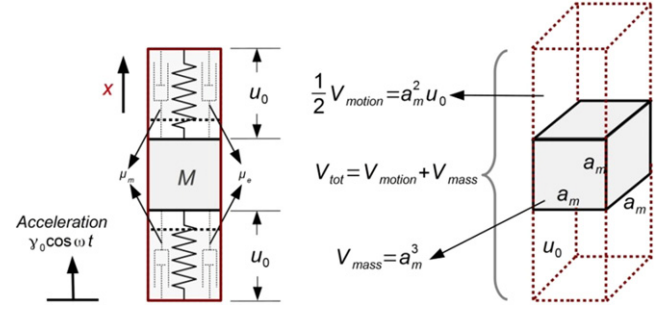


Figure 2. An ideal VEH with the volume only composed of the inertial mass and the motion space.

2.2.2. NPD. As a most widely used FoM for VEHs, NPD is firstly proposed by Beeby *et al* [29]. It is defined as:

$$\text{NPD} = \frac{P}{V\gamma_0^2} \quad (11)$$

which implies the available power for the unit volume and the base value of the second power of the acceleration.

Compared with the PNMA figure, NPD uses the volume instead of the mass for the calculation. To clarify the relation between the two figures, NPD can be rewritten as:

$$\text{NPD} = \frac{P}{M\gamma_0^2} \times \frac{M}{V} = \text{PNMA} \times \rho_{\text{eff}}. \quad (12)$$

It is seen that NPD can be actually expressed by PNMA multiplied by the effective mass density ρ_{eff} . Taking the volume utilization efficiency reflected by ρ_{eff} into consideration makes NPD provide a more comprehensive evaluation of the VEHs. It is easy to understand that there are two ways to increase ρ_{eff} . One is to use high-density materials for the inertial mass. The other is to improve the occupation ratio of the inertial mass in the total volume, which forwards the challenge related to the structural optimizations.

When trying to achieve a high NPD, it is interesting to note that high quality factor and low resonant frequency will increase the PNMA value, but decrease the effective mass density in the meantime because of the enlarged motion space of the inertial mass. The competition of these two parameters implies the existence of a possible optimal configuration for ξ_m and ω_0 to obtain a maximum value of NPD.

Case I: The inertial mass is fixed while the volume is variable

Considering the harvester shown in figure 2, the inertial mass is assumed to be cubic (a_m^3) while the volumes of other structural parts like springs, transduction elements etc are negligible for the ideal optimization case. Then the VEH's total volume is approximated by the inertial mass volume V_{mass} plus the motion space V_{motion} .

Using equation (5) and the assumption of the maximum power with $\mu_e = \mu_m$ at the resonant frequency, we have the

displacement amplitude:

$$u_0 = \frac{M\gamma_0}{2\mu_m\omega_0} = \frac{\gamma_0}{4\xi_m\omega_0^2}. \quad (13)$$

Then the total volume is:

$$V_{\text{tot}} = V_{\text{mass}} + V_{\text{motion}} = a_m^3 + 2u_0a_m^2. \quad (14)$$

Substituting equations (10), (13) and (14) into (12):

$$\begin{aligned} \text{NPD} &= \frac{1}{16\xi_m\omega_0} \frac{M}{a_m^3 + \frac{\gamma_0}{2\xi_m\omega_0^2}a_m^2} \\ &= \frac{1}{16\xi_m\omega_0 + \frac{8\gamma_0}{a_m\omega_0}} \frac{M}{V_{\text{mass}}} \\ &= \frac{\rho_{\text{mass}}}{16\xi_m\omega_0 + \frac{8\gamma_0}{a_m\omega_0}}, \end{aligned} \quad (15)$$

where ρ_{mass} is the density of the inertial mass. Obviously in this case, low ξ_m is still preferred to obtain high NPD harvesters as PNMA. Meanwhile, there is an optimal ω_0 for a determined ξ_m .

Case II: The volume is fixed while the inertial mass is variable

Considering the harvester in figure 2 as before, the variable inertial mass indicates that a_m is to be determined. Then using equations (13) and (14), we can express ξ_m with a_m as follows:

$$\xi_m = \frac{\gamma_0 a_m^2}{2\omega_0^2 (V_{\text{tot}} - a_m^3)}. \quad (16)$$

Then equation (15) can be rewritten as:

$$\text{NPD} = \frac{1}{\frac{a_m^2}{(V_{\text{tot}} - a_m^3)} + \frac{1}{a_m}} \frac{\omega_0 \rho_{\text{mass}}}{8\gamma_0}. \quad (17)$$

The maximum value of NPD is obtained for $a_m^3 = V_{\text{tot}}/2$. It can be inferred that there is an optimal configuration of the inertial mass volume and the mechanical damping ratio for the volume preset case. It is similar to the results for FoM_v that is presented in the next section. It is interesting to see that the NPD value linearly increases with ω_0 . The reason is that the work done in each cycle is constant in this case while high ω_0 means more cycles during the same time period.

By including the volume into the evaluation, the NPD figure presents two important improvements. First, the structural optimization to promote the compactness of the harvester is advanced. Second, in the mass preset case, the preference to low resonant frequencies is somehow fixed, yet it still shows dependence on ω_0 as shown in equation (15); in the volume preset case, an optimal compromise of the mass

occupied volume and the mechanical damping is found to achieve the best NPD. However, in case II, NPD shows a proportional relationship to ω_0 . In general, NPD provides a more reasonable and overall evaluation of the harvesters than PNMA does. However, it is still not suitable for the evaluations of wideband energy harvesters since no bandwidth information is embodied in the definition.

2.2.3. FoM_v. In order to get rid of the influence of ω_0 and provide a more honest evaluation of the VEHs, a feasible way is to compare the concerned VEH's performance with its maximum possible power output:

$$\begin{aligned} E_H &= \frac{\text{Useful power output}}{\text{Maximum possible power}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{\mu_e M^2 \gamma_0^2}{(\mu_e + \mu_m)^2}}{\frac{M^2 \gamma_0^2}{8\mu_m}} \\ &= \frac{4\mu_e \mu_m}{(\mu_e + \mu_m)^2} \end{aligned} \quad (18)$$

which is labeled as energy harvester effectiveness by Mitcheson *et al* [27]. It reflects whether the harvester's extracted energy is at the optimal value and approaches the ideal performance. Once the matching condition $\mu_e = \mu_m$ is satisfied, E_H obtains the limitation value of 100%. However, the energy harvester effectiveness is short of distinguishing VEHs with different structural parameters and geometries.

By further developing this idea, Mitcheson *et al* [28] suggested an alternative solution of comparing the considered VEH with a reference harvester. This reference VEH is assumed to have the same volume as the considered VEH with a cubic shape shown in figure 3. The ideal case is still assumed that all other parts except the inertial mass retain a negligible ratio of the total volume. To provide a high-level benchmark, the reference device has an inertial mass of gold, which is among the materials of the highest density ρ_{au} . As the performance of the reference generator changes with the ratio variations of the mass's volume to the motion space in the given volume, the best performance of the reference harvester with the optimal volume configuration is to be determined. As shown in figure 3, the given total volume is $V_{\text{tot}} = a^3$ (the same as the considered VEH) while the mass volume is $V_{\text{mass}} = a^2 b$. From the remaining motion space, the displacement amplitude at the resonant frequency is determined as $u_0 = (a - b)/2$. Using equation (13), we can find out the corresponding mechanical damping coefficient:

$$\mu_m = \frac{M\gamma_0}{2u_0\omega_0}. \quad (19)$$

It means that for a given volume, there exists an optimal damping coefficient to maximize the power density of the linear VEH subjected to harmonic ambient acceleration. It is worth mentioning that for NPD, this deduction is also applicable if the volume requirement is predetermined while the inertial mass is variable.

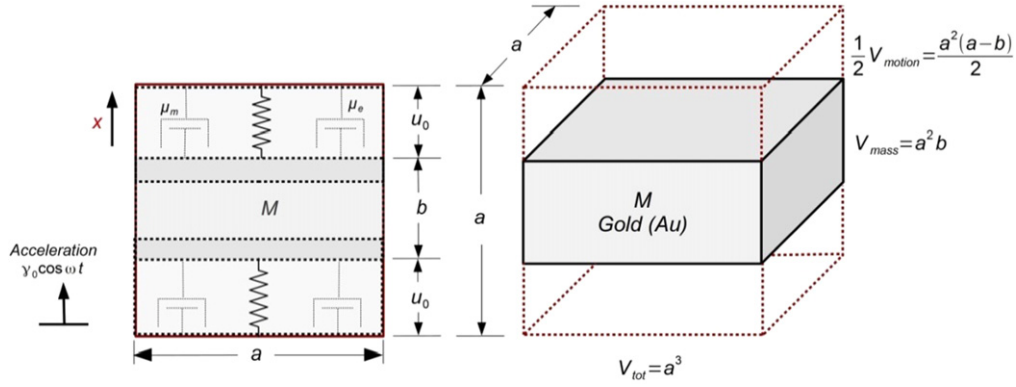


Figure 3. The reference VEH with a cubic volume and an inertial mass of gold (Au). The maximum power is obtained when the mass occupies half of the total volume ($b = a/2$).

Then the peak power output of the reference harvester at the resonant frequency with $\mu_e = \mu_m$ is calculated:

$$P_{\text{res-ref}} = \frac{M^2 \gamma_0^2}{8 \mu_m} = \frac{M \gamma_0 u_0 \omega_0}{4} = \frac{\omega_0 \gamma_0 \rho_{\text{Au}} a^2 b (a - b)}{4}. \quad (20)$$

Obviously, the power apex is found for $b = a/2$. It means that the optimal performance is obtained with half the total volume occupied by the mass. Then we have the optimal power of the reference generator:

$$P_{\text{ref}} = \frac{\omega_0 \gamma_0 \rho_{\text{Au}} a^4}{16} = \frac{\omega_0 \gamma_0 \rho_{\text{Au}} V_{\text{tot}}^{\frac{4}{3}}}{16}. \quad (21)$$

Replacing the maximum possible power in equation (18) with P_{ref} , we have the FoM_v as promoted by Mitcheson [28]:

$$\text{FoM}_v = \frac{\text{Useful power output}}{P_{\text{ref}}}. \quad (22)$$

FoM_v is a systematic figure, which has been widely used [37, 46]. It is meant to estimate how close the performance of the VEH under evaluation is to the benchmark, which is obtained from the performance limitation of the reference cubic harvester with an identical volume. As the VEH's performance is related to many factors, including the structural architecture, the electromechanical coupling coefficient, the interface circuit, the load and so on, overall considerations have to be taken into account to achieve a high FoM_v . Great efforts are required on structural optimizations about the compactness and the coupling coefficient as well as the realization of the matching condition between the electronic and mechanical damping.

Since all the requirements are integrated as a whole unit in the FoM_v , the VEH's evaluation information is not well decoupled. Consequently, it is difficult to know which part of the design imposes the largest influence on the final performance evaluation when calculating the FoM_v . The guiding on the improvement of the design is missed to some extent. Meanwhile, the reference generator uses gold as the

mass material to give a high-level benchmark, it is however not so realistic because of the issues of cost or fabrication or others. It leads to the unfair fact that a VEH with a very good design but normal materials will probably have a lower FoM_v value than a VEH with a bad design but with materials of high density.

In order to capture further the operation bandwidth information, a derivative figure was also proposed by Mitcheson *et al* [28]:

$$\text{FoM}_{\text{BW}} = \text{FoM}_v \times \frac{\delta \omega_{1 \text{ dB}}}{\omega} \quad (23)$$

which was named as the bandwidth FoM . The bandwidth is chosen to be the frequency range within which the power is more than the maximum power value minus 1 dB. Nevertheless, FoM_{BW} is still focused on the maximum power performance of the VEH and mainly oriented for linear VEHs.

2.3. Remarks

From the above analyses about the classic figures based on linear VEHs, some critical indications to develop an effective FoM can be concluded. In general, a good figure is supposed to provide the following evaluations of the concerned VEH:

- Energy harvester effectiveness E_H

E_H represents the VEH's ability to reach the maximum available power. As seen in equations (7), (10) and (16), the optimal peak power at the resonant frequency is obtained for the matching condition $\mu_e = \mu_m$, corresponding to a value of 100% for the energy harvester effectiveness. To achieve this optimal equilibrium, a proper configuration of the interface circuit, the electrical load and appropriate electromechanical coupling coefficient are required.

- Volume V_{tot}

As mentioned in the former discussions, the volume is a very important criterion to evaluate a VEH. Generally, the VEH design is required to be as compact as possible with the power performance satisfied. The minimized volume not only

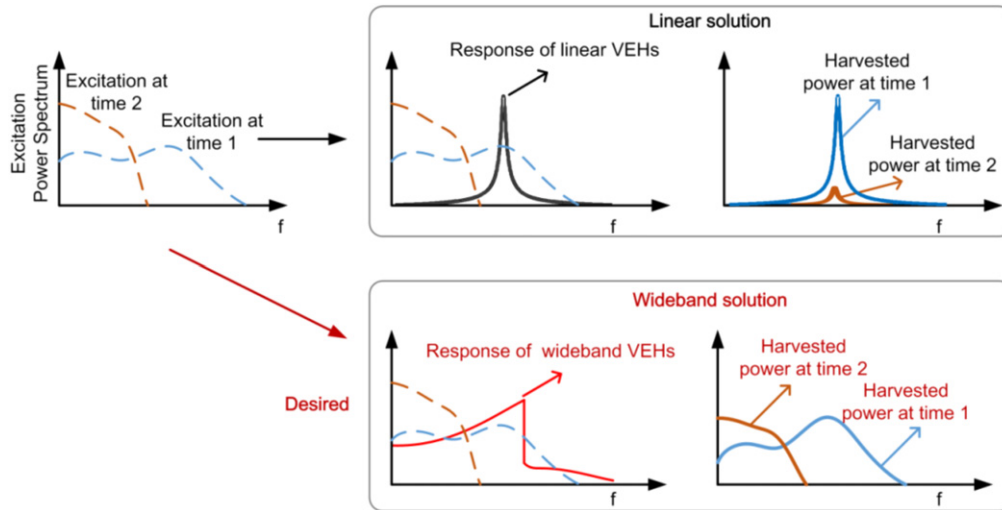


Figure 4. Schematic figure: benefits of wideband generators.

makes the VEH adapt to the applications with space restrictions but also increases the power density of the device.

- Mechanical quality factor Q_m

For a normal linear VEH, the maximum available power is inversely proportional to the mechanical damping coefficient μ_m . Therefore, a structure with a high Q_m is inclined to have a better power limitation, which can significantly improve the rating of the VEH as indicated in the discussions about PNMA. However, higher Q_m will increase the motion space and decrease the available power density. Therefore, a compromise between Q_m and V_{tot} is to be found.

These three aspects reflect the most important properties of a linear VEH. Besides, the bandwidth information is an important complementary aspect. Moreover, it is related to Q_m for a linear VEH for which the requirement of large bandwidth is usually in conflict with the demand for maximum power.

3. A new FoM for wideband VEHs

In practice, the realistic vibration frequency spectrums are broadband and varying from time to time. A lot of examples exhibit frequent variations of the environment vibrations, which bring great challenges to the VEHs. An obvious example is that the acceleration signal acquired at a car wheel is varying when driven under different road conditions, urban or rustic [51]. When the natural frequency of the linear oscillator is not inside the favorable range of the excitation, as shown in figure 4 (at time 2), the harvested power is very small. It means that the power of the linear VEHs with a single optimal frequency would fluctuate drastically and affect the normal working of the circuit to be supplied. To have stable and sustainable power output, a generator with wideband response is desired. In contrast to the linear VEH, the wideband VEHs show much stronger adaptabilities with relatively steady harvested power as indicated in figure 4 for

both excitation cases at time 1 and time 2. The foreseeable or stable performance in complex application environments with fluctuating excitations is a critical characteristic, which makes the wideband VEHs more trustable.

In general, the rating of the linear VEHs mainly relies on the maximum usable power at the resonant frequency as seen in the analyses of the figures (PNMA, NPD and FoM_v). As a consequence, the attention is focused on the single resonant frequency where the peak power is obtained for linear VEHs. In addition, a compact design is a complementary key issue to get as high power density as possible. The analyses and discussions about some classic figures underline three critical issues for evaluating linear VEHs: E_H , Q_m and V_{tot} . It provides important information for reference when assessing wideband VEHs. However, more factors are to be accounted for wideband VEHs than for linear ones.

For wideband VEHs, instead of the single optimal working frequency of the linear VEHs, the concern is turned to the performance robustness and stability. In other words, the wideband VEHs' capability of maintaining stable and reliable power output over a variety of working conditions is expected. We focus here on the variations of the operation frequencies over a wide range. Hence, it is more reasonable to evaluate the wideband VEHs by taking the operation bandwidth and the average power in this range as key criteria instead of the maximum power point.

3.1. New FoM definition

After overall considerations, a new systematic figure of merit with bandwidth information (SFoM_{BW}) for evaluating wideband VEHs is proposed based on the critical issues explored for linear VEHs with some necessary revisions and special concern on the bandwidth. It is defined as:

$$\text{SFoM}_{\text{BW}} = E_{\text{HW}} \times \frac{\Delta f}{f_c} \times Q_m \times \rho_{\text{eff}}. \quad (24)$$

Here, E_{HW} is the redefined energy harvester effectiveness for wideband VEHs, $\Delta f/f_c$ is the bandwidth normalized by the

center frequency f_c (for the bandwidth definition, $f_c = (f_L + f_H)/2$, $\Delta f = f_H - f_L$, f_H and f_L represent the high end frequency and the low end frequency of the operation band respectively), Q_m is the mechanical quality factor and $\rho_{\text{eff}} = M/V_{\text{tot}}$ is the effective mass density accounted for the volume compactness requirement. As mentioned before, V_{tot} should comprise the motion space and the occupied volume of all the functional parts. To consider the actual volume after installation, it is sometimes more proper to use the minimum block or cylinder volume that can cover the required volume.

E_{HW} derives from the original definition of the energy harvester effectiveness given in equation (18) for linear VEHs. It is presented as follows:

$$E_{\text{HW}} = \frac{P_{\text{av}}}{P_{\text{lim}}} = \frac{P_{\text{av}}}{\frac{M^2 \gamma_0^2}{8\mu_m}} = \frac{P_{\text{av}}}{\frac{M \gamma_0^2}{16\xi_m \omega_0}} = \frac{8P_{\text{av}} \omega_0}{M \gamma_0^2 Q_m}. \quad (25)$$

A slight adjustment is performed for better appraising of the wideband VEH's performance stability, replacing the usable power output with the average power P_{av} over the operation band. For the denominator, the maximum available power P_{lim} of the corresponding linear VEH with the resonant frequency equal to the center frequency $\omega_0 = 1/(2\pi f_c)$ is still used as the reference with the same excitation γ_0 , mechanical quality factor $Q_m = 1/(2\xi_m)$ and mass M . Although a new definition of the energy harvester effectiveness is developed for wideband VEHs, E_{HW} is considered as the key criterion for evaluating the performance of the wideband VEH's electronic part as before, since better P_{av} is still obtained for the proper configuration of the electromechanical coupling coefficient, the interface circuit and the load to keep the electronic damping at a relatively optimal level.

$\Delta f/f_c$ represents the operation bandwidth, which is one of the key parameters of a wideband VEH. It indicates the important information about the bandwidth widening of the wideband VEHs compared with the linear ones. Various solutions to increase the VEH's bandwidth have been proposed, such as the nonlinear generators, the multimodal generators, the resonance tuning method, the frequency up-conversion method and so on. However, the bandwidth improvement effect is varied with the solutions, the architectures, or the structure parameters etc. Then $\Delta f/f_c$ could be used as a good index for the appraisal of the bandwidth widening effect.

It is also worthy of note that high Q_m may have a positive influence on the bandwidth for the wideband VEHs. This is different from the linear VEH case in which high Q_m favors for the maximum power but hinders the bandwidth. The conflicting effect is clearly demonstrated by the examples in figure 5. The dynamic power responses of several monostable hardening Duffing harvesters with different Q_m are presented in comparison with the results of the corresponding linear equivalent harvesters for the same forward sweep excitation. It is shown that higher Q_m leads to consistent improvements of the bandwidth and the responses for the Duffing harvesters,

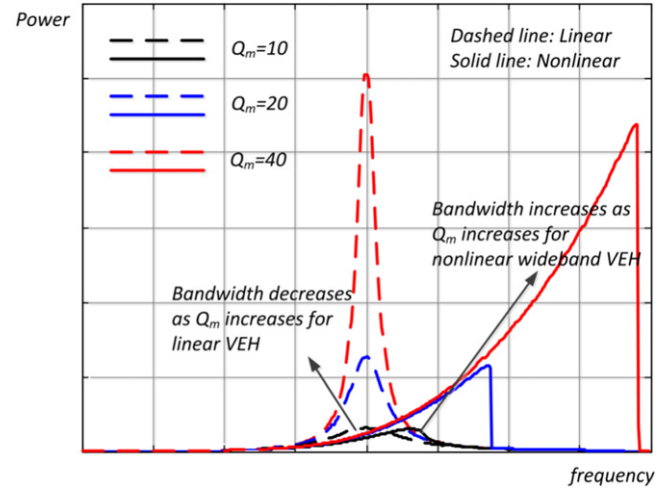


Figure 5. Influence of Q_m on a hardening Duffing harvester $\ddot{x} + \omega_0^2 x + 2(\omega_0/Q_m)\dot{x} + k_n x^3 = \gamma(t)$ and an equivalent linear VEH $\ddot{x} + \omega_0^2 x + 2(\omega_0/Q_m)\dot{x} = \gamma(t)$ with the electronic damping equal to the mechanical damping.

but conflicted effects of narrowed bandwidth and increased response for the linear VEHs.

SFoM_{BW} provides a systematic evaluation on wideband VEHs as FoM_v does for linear VEHs. Furthermore, this evaluation is well decoupled into four aspects: E_{HW} , Q_m , $\Delta f/f_c$ and ρ_{eff} . The specific contribution ratio of each part on the final value of SFoM_{BW} is clearly exhibited, displaying the important information on what kinds of improvement are required. In general, the definition of SFoM_{BW} implies that a good wideband VEH should possess high harvested power over a wide operation band with a high-quality and compact structure.

Substituting equation (25) into (24), SFoM_{BW} can be simplified as:

$$\text{SFoM}_{\text{BW}} = \frac{8P_{\text{av}} \omega_0}{M \gamma_0^2 Q_m} \times \frac{\Delta f}{f_c} \times Q_m \times \frac{M}{V_{\text{tot}}} = \frac{16\pi P_{\text{av}} \Delta f}{\gamma_0^2 V_{\text{tot}}} \quad (26)$$

which is similar to the expression of NPD. To some extent, SFoM_{BW} reflects the wideband VEH's energy density which is the product of the average power density and the bandwidth.

3.2. Evaluations of SFoM_{BW} for some wideband VEHs

Since the nonlinear generators have distinct responses for different excitations, the determination of the bandwidth and the average power is different from the linear generators. It exhibits strong complexities and lacks a common criterion. Different views might exist, depending on the developer's specific choice. However, a general strategy is suggested when using the SFoM_{BW} to evaluate the performance of wideband VEHs here. In this section, the idea and the procedure for determining the bandwidth are presented for nonlinear harvester (hardening, softening or bistable). However,

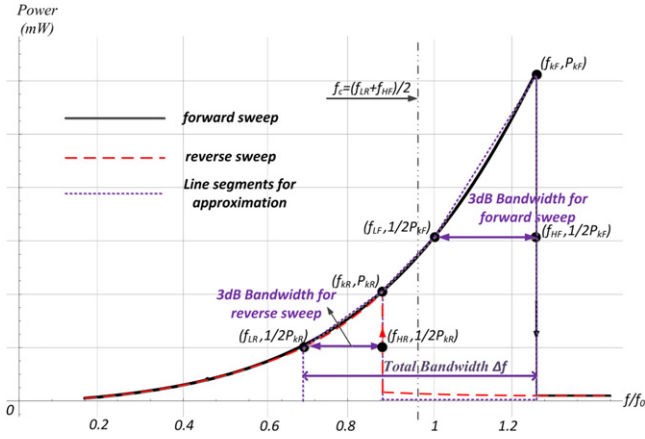


Figure 6. Bandwidth definition and average power approximation for a bistable generator.

they are applicable to other kinds of wideband VEHs as well. Since the responses are related to the applied excitations, the proposed strategy is discussed separately for chirp (sweep), single-frequency and noise excitations.

When subjected to chirp excitations, due to the special hysteresis feature of the nonlinear harvester, the bandwidth needs to be analyzed for the forward and reverse sweep respectively as shown by the power responses of a bistable wideband harvester in figure 6. The two vertical arrows represent the jump direction for the forward sweep and the reverse sweep respectively. For the forward sweep, the harvested power peak (P_{kF} , f_{kF}) can be found from the power responses. Next, two half peak-power points $\{(P_{kF}/2, f_{LF})$ and $(P_{kF}/2, f_{HF})$, $f_{LF} < f_{kF} \leq f_{HF}\}$ are determined. For the reverse sweep, three corresponding parameters $\{(P_{kR}, f_{kR})$, $(P_{kR}/2, f_{LR})$ and $(P_{kR}/2, f_{HR})$, $f_{LR} < f_{kR} \leq f_{HR}\}$ can be found as well. Then the total bandwidth of the wideband VEH is defined as $\Delta f = f_{HF} - f_{LR}$ with the center frequency $f_c = (f_{HF} + f_{LR})/2$. This definition is to cover the favorable range for both forward and backward sweep responses. It escapes from the embarrassing situation that the range is not superposed if using the usual 3 dB method to determine the bandwidth for forward and reverse sweep excitations independently. Although the presented example is for a bistable generator, it is also applicable for the monostable hardening or softening generators. With the bandwidth determined, the average power over the range can be calculated as:

$$P_{av} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_{LR}}^{f_{HF}} P_R(f)p_1(f) + P_F(f)p_2(f)df \quad (27)$$

in which $P_R(f)$ and $P_F(f)$ are the reverse and forward power response respectively. It is worth mentioning that if the way to calculate Δf shown in figure 6 tends to increase or overestimate the bandwidth, it is compensated by the fact that it also decreases the average power. Considering that the forward and reverse responses represent two possible stable motion solutions of the harvester, the final status is determined by the initial condition. Then the probability for each response can be determined from the basin of attraction

at the specific frequency with the excitation fixed and the probability distribution of the initial conditions. In equation (27), $p_1(f)$ denotes the probability to obtain a reverse sweep response and $p_2(f)$ is the probability for a forward sweep response.

For simplifications, it is assumed that $p_1(f) = p_2(f) = 1/2$ here. As a further step, the power curve is approximated with some linear segments (purple dashed lines) as shown in figure 6. If the power is less than $\min(P_{kF}, P_{kR})/2$, it is considered as zero with the approximation of horizontal lines. Then the average power is estimated as:

$$P_{av} = \frac{1}{2\Delta f} \left(\frac{3}{2}P_{kR}(f_{HR} - f_{LR}) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2}P_{kF} + P_{kR} \right) \times (f_{LF} - f_{kR}) + \frac{3}{4}P_{kF}(f_{HF} - f_{LF}) \right) \quad (28)$$

for hardening and bistable generators or

$$P_{av} = \frac{1}{2\Delta f} \left(\frac{3}{2}P_{kF}(f_{HF} - f_{LF}) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2}P_{kR} + P_{kF} \right) \times (f_{LF} - f_{HR}) + \frac{3}{4}P_{kR}(f_{HR} - f_{LR}) \right) \quad (29)$$

for softening generators.

However, it is worthy of note that this approximation is only effective when the error induced by the linear approximation can be neglected. When the power curve is not suitable for the linear approximation, other approximation method needs to be used.

If the power response is obtained with the single-frequency harmonic excitation whose frequency is changed step by step with the harvester starting from the zero initial condition, the bandwidth is proposed to be defined by the points $\{(P_k, f_k)$, $(P_k/2, f_L)$ and $(P_k/2, f_H)$, $f_L < f_k \leq f_H\}$ with P_k representing the peak power and f_L , f_k , f_H representing the corresponding frequency positions. Then the average power is calculated as:

$$P_{av} = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_L}^{f_H} P(f)df. \quad (30)$$

A similar strategy can also be used for bandlimited noise excitations.

Table 1 lists some literature generators with the calculated SFoM_{BW} figure. Some parameters of the generators in the literature are estimated from the provided response curves so that inaccuracies may exist. It however confirms that the proposed FoM offers a tool for the evaluation of the performance of nonlinear generators. Moreover, PNMA, NPD and FoM_v are also calculated for comparison. It is interesting to find that NPD and FoM_v present relatively similar results if sorting the VEHs by the corresponding values. It is because the two figures contain all the essential elements for linear VEHs. PNMA excludes the volume information thus deviates from the trends indicated by NPD or FoM_v for some VEHs. However, the lack of information on the bandwidth and on the average power hinders the evaluation for wideband VEHs when using PNMA, NPD and FoM_v. The appraisalment

Table 1. Calculated values of some literature harvesters with SFoM_{BW}, PNMA, NPD and FoM_v.

References	Mechanism	P_{\max} (mW)	P_{av} (mW)	Δf (Hz)	f_c (Hz)	Q_m	M (g)	V_{tot} (cm ³)	γ (m s ⁻²)	SFoM _{BW} (kg m ⁻³)	PNMA (s ⁻¹)	NPD (kg s m ⁻³)	FoM _v (%)
[46]	Piecewise	9.36	7.07	3	16.5	18.9	47	27.38	9.8	405.4	0.0021	3.56	0.85
[52]	Hardening	48	15.025	5.5	26.25	44	80	—	4.98	—	0.0242	—	—
[53]	Bistable	105	48.95	3.2	5.2	50.3	35.6	130.7	10	564.8	0.0294	8.08	3.96
[48]	Hardening	0.92	0.288	3.8	29.4	150	10	125.8	1	437.3	0.092	73.13	1.39
[54]	Hardening	0.58	0.128	1.3	15.45	18.2	7.4	—	3	—	0.0087	—	—
	Softening	0.52	0.098	3.6	12.4	15	7.4	—	3	—	0.0078	—	—
[55]	Bistable	0.36	0.196	2.75	12.625	50	5.3	19	10	14.26	0.00049	0.189	0.073
[47]	Bistable	13	2.834	15.99	19.44	31.5	45.8	48	3	5273	0.0315	30.09	1.66
[56]	Bistable	2.634	0.544	37.48	47.16	35.9	9	5.46	6	5214	0.0081	13.4	1.26
[57]	Bistable	34	10.61	4.5	11.5	—	—	40	19.6	153	—	2.21	1.43
[58]	Hardening	—	—	2.9	9.55	4.35	29.5	—	8.4	—	—	—	—
[59]	Hardening	0.72	0.242	23.25	74.625	—	—	9.9	14	145.8	—	0.312	0.42
	Bistable	0.605	0.449	23.5	54.25	—	—	9.9	14	273.3	—	0.312	0.487

results of $SFoM_{BW}$ are different from the linear VEH figures and believed to be more rational.

4. Conclusion

In this article, a new systematic FoM named $SFoM_{BW}$ oriented towards wideband VEHs is developed from the detailed study of the classic figures for linear VEHs. This study demonstrates that a good evaluation figure is required to appraise three aspects (E_H , Q_m , V_{tot}) in a proper way.

Generally, good assessments with classic figures such as PNMA, NPD and FoM_v are in favor of linear VEHs exhibiting optimal energy extraction ability ($E_H = 1$), optimal configuration of the mechanical damping, and optimal use of the device volume. However, the evaluation of linear figures focuses on the peak performance at a single frequency, usually the resonant frequency. It discords with the performance target of wideband VEHs, which is to increase the operation band and the average power in this range. Special consideration has to be given to these two aspects.

Devoted to the feature and the performance target of wideband VEHs, $SFoM_{BW}$ integrates the essential factors for evaluation including the amended energy harvester effectiveness E_{HW} , the normalized bandwidth $\Delta f/f_c$, the mechanical quality factor Q_m and the effective density ρ_{eff} . The influence of each aspect is analyzed and discussed. The utilization is then explicated and demonstrated for some examples and compared with some former figures for some wideband VEHs from the literature. It shows that $SFoM_{BW}$ provides different evaluation results from those figures with more overall consideration for wideband VEHs. Unfortunately, a lot of wideband VEHs published results did not provide enough information to calculate the $SFoM_{BW}$ value, especially for the power response curve and the volume. Detailed and completed information about the essential factors to evaluate the wideband VEHs should be provided when performing the investigations. Moreover, it is worth mentioning that the performance of the wideband VEHs, including the average power and the bandwidth, will vary with the excitation amplitude. Thus, the $SFoM_{BW}$ value only accounts for a selected excitation pattern. If the values are obtained for different excitations, a better understanding of the wideband VEHs could be found. However, it requires painstaking work and it can be unachievable. Though, it is still meaningful that $SFoM_{BW}$ provides a good evaluation tool for the wideband VEHs and points out the direction of the improvement about the concerned wideband VEHs.

Acknowledgments

This work has been supported by the French National Research Agency (ANR) under grant No. ANR-11-JS09-002-01 (REVilaBa Project), the National Science Foundation of China (No.51505395) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities of China (No. A0920502051514-5).


References

- [1] Zhang Y *et al* 2013 A batteryless 19 μ W MICS/ISM-band energy harvesting body sensor node SoC for ExG applications *IEEE J. Solid-State Circuits* **48** 199–213
- [2] Dunn-Rankin D, Leal E M and Walther D C 2005 Personal power systems *Prog. Energy Combust. Sci.* **31** 422–65
- [3] Jang S *et al* 2010 Structural health monitoring of a cable-stayed bridge using smart sensor technology: deployment and evaluation *Smart Struct. Syst.* **6** 439–59
- [4] Ruiz-Garcia L, Lunadei L, Barreiro P and Robla J I 2009 A review of wireless sensor technologies and applications in agriculture and food industry: state of the art and current trends *Sensors* **9** 4728–50
- [5] Oliveira L M and Rodrigues J J 2011 Wireless sensor networks: a survey on environmental monitoring *J. Commun.* **6** 143–51
- [6] Ko J G, Lu C and Srivastava M B 2010 Wireless sensor networks for healthcare *Proc. IEEE* **98** 1947–60
- [7] Hande A, Polk T, Walker W and Bhatia D 2007 Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes *Microprocess. Microsyst.* **31** 420–32
- [8] Ujihara M, Carman G P and Lee D G 2007 Thermal energy harvesting device using ferromagnetic materials *Appl. Phys. Lett.* **91** 093508
- [9] Roundy S, Wright P K and Rabaey J 2003 A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes *Comput. Commun.* **26** 1131–44
- [10] Beeby S P, Tudor M J and White N M 2006 Energy harvesting vibration sources for microsystems applications *Meas. Sci. Technol.* **17** R175–95
- [11] Anton S R and Sodano H A 2007 A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006) *Smart Mater. Struct.* **16** R1–21
- [12] Liu W Q 2014 Conception d'un dispositif de recuperation d'energie vibratoire large bande *PhD Thesis* Université de Savoie
- [13] Xu J W *et al* 2010 Right-angle piezoelectric cantilever with improved energy harvesting efficiency *Appl. Phys. Lett.* **96** 152904
- [14] Arroyo E, Badel A and Formosa F 2013 Energy harvesting from ambient vibrations: electromagnetic device and synchronous extraction circuit *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **24** 2023–35
- [15] Guan Q C *et al* 2013 Improved strain distribution of cantilever piezoelectric energy harvesting devices using H-shaped proof masses *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **24** 1059–66
- [16] Arroyo E, Badel A, Formosa F, Wu Y and Qiu J 2012 Comparison of electromagnetic and piezoelectric vibration energy harvesters: model and experiments *Sensors Actuators A* **183** 148–56
- [17] Badel A, Guyomar D, Lefeuvre E and Richard C 2005 Efficiency enhancement of a piezoelectric energy harvesting device in pulsed operation by synchronous charge inversion *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **16** 889–901
- [18] Liang J R and Liao W H 2011 On the influence of transducer internal loss in piezoelectric energy harvesting with SSHI interface *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **22** 503–12
- [19] Lien I C, Shu Y C, Wu W J, Shiu S M and Lin H C 2010 Revisit of series-SSHI with comparisons to other interfacing circuits in piezoelectric energy harvesting *Smart Mater. Struct.* **19** 125009
- [20] Lefeuvre E, Badel A, Richard C and Guyomar D 2005 Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **16** 865–76
- [21] Lallart M, Garbuio L, Petit L, Richard C and Guyomar D J 2008 Double synchronized switch harvesting (DSSH): a

- new energy harvesting scheme for efficient energy extraction *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control* **55** 2119–30
- [22] Wu Y, Badel A, Formosa F, Liu W and Agbossou A E 2013 Piezoelectric vibration energy harvesting by optimized synchronous electric charge extraction *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **24** 1445–58
- [23] Liu W Q, Badel A, Formosa F, Wu Y and Agbossou A 2013 Wideband energy harvesting using a combination of an optimized synchronous electric charge extraction circuit and a bistable harvester *Smart Mater. Struct.* **22** 125038
- [24] Arroyo E and Badel A 2011 Electromagnetic vibration energy harvesting device optimization by synchronous energy extraction *Sensors Actuators A* **171** 266–73
- [25] Cao X and Chiang W J 2007 Electromagnetic energy harvesting circuit with feedforward and feedback dc/dc PWM boost converter for vibration power generator system *IEEE Trans. Power Electron.* **22** 679–85
- [26] Roundy S 2005 On the effectiveness of vibration-based energy harvesting *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **16** 809–23
- [27] Mitcheson P and Green T 2004 Architectures for vibration-driven micropower generators *J. Microelectromech. Syst.* **13** 429–40
- [28] Mitcheson P, Yeatman E M, Rao G K and Green T C 2008 Human and machine motion for wireless electronic devices *Proc. IEEE* **96** 1457–86
- [29] Beeby S P et al 2007 A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting *J. Micromech. Microeng.* **17** 1257–65
- [30] Tang L, Yang Y and Soh C K 2010 Toward broadband vibration-based energy harvesting *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **21** 1867
- [31] Twiefel J and Westermann H 2013 Survey on broadband techniques for vibration energy harvesting *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **24** 1291–302
- [32] Pellegrini S P, Tolou N, Schenk M and Herder J L 2013 Bistable vibration energy harvesters: a review *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **24** 1303–12
- [33] Zhu D, Tudor M J and Beeby S P 2010 Strategies for increasing the operating frequency range of vibration energy harvesters: a review *Meas. Sci. Technol.* **21** 022001
- [34] Leland E S and Wright P K 2006 Resonance tuning of piezoelectric vibration energy scavenging generators using compressive axial preload *Smart Mater. Struct.* **15** 1413–20
- [35] Challa V R, Prasad M G and Fisher F T 2011 Towards an autonomous self-tuning vibration energy harvesting device for wireless sensor network applications *Smart Mater. Struct.* **20** 025004
- [36] Pillatsch P, Yeatman E M and Holmes A S 2012 A scalable piezoelectric impulse excited energy harvester for human body excitation *Smart Mater. Struct.* **21** 115018
- [37] Galchev T, Kim H and Najafi K 2011 Micro power generator for harvesting low-frequency and nonperiodic vibrations *J. Microelectromech. Syst.* **20** 852–66
- [38] Ferrari M, Ferrari V, Guizzetti M, Marioli D and Taroni A 2008 Piezoelectric multifrequency energy converter for power harvesting in autonomous microsystems *Sensors Actuators A* **142** 329–35
- [39] Tadesse Y and Priya S 2008 Multimodal energy harvesting system: piezoelectric and electromagnetic *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **20** 625–32
- [40] Harne R L and Wang K W 2013 A review of the recent research on vibration energy harvesting via bistable systems *Smart Mater. Struct.* **22** 023001
- [41] Cottone F, Vocca H and Gammaitoni L 2009 Nonlinear energy harvesting *Phys. Rev. Lett.* **102** 080601
- [42] Ferrari M, Ferrari V, Guizzetti M, Andò B, Baglio S and Trigona C 2010 Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters *Sensors Actuators A* **162** 425–31
- [43] Liu W Q, Badel A, Formosa F, Wu Y and Agbossou A 2014 Self-powered nonlinear harvesting circuit with a mechanical switch structure for a bistable generator with stoppers *Sensors Actuators A* **216** 106–15
- [44] Liu H, Lee C, Kobayashi T, Tay C J and Quan C 2012 Investigation of a MEMS piezoelectric energy harvester system with a frequency-widened-bandwidth mechanism introduced by mechanical stoppers *Smart Mater. Struct.* **21** 035005
- [45] Erturk A and Inman D J 2011 Broadband piezoelectric power generation on high-energy orbits of the *bistable* Duffing oscillator with electromechanical coupling *J. Sound Vib.* **330** 2339–53
- [46] Ashraf K, Khir M H M, Dennis J O and Baharudin Z 2013 A wideband, frequency up-converting bounded vibration energy harvester for a low-frequency environment *Smart Mater. Struct.* **22** 025018
- [47] Liu W Q, Badel A, Formosa F, Wu Y and Agbossou A 2013 Novel piezoelectric bistable oscillator architecture for wideband vibration energy harvesting *Smart Mater. Struct.* **22** 035013
- [48] Sebald G, Kuwano H, Guyomar D and Ducharme B 2011 Simulation of a Duffing oscillator for broadband piezoelectric energy harvesting *Smart Mater. Struct.* **20** 075022
- [49] Stanton S C, Owens B A M and Mann B P 2012 Harmonic balance analysis of the bistable piezoelectric inertial generator *J. Sound Vib.* **331** 3317–27
- [50] Lefeuve E, Badel A, Richard C, Petit L and Guyomar D 2006 A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems *Sensors Actuators A* **126** 405–16
- [51] Neri I et al 2012 A real vibration database for kinetic energy harvesting application *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **23** 2095–101
- [52] Barton D, Burrow S and Clare L 2010 Energy harvesting from vibrations with a nonlinear oscillator *J. Vib. Acoust.* **132** 021009
- [53] Mann B P and Owens B A 2010 Investigations of a nonlinear energy harvester with a bistable potential well *J. Sound Vib.* **329** 1215–26
- [54] Stanton S C, McGehee C C and Mann B P 2009 Reversible hysteresis for broadband magnetopiezoelectric energy harvesting *Appl. Phys. Lett.* **95** 174103
- [55] Stanton S C, McGehee C C and Mann B P 2010 Nonlinear dynamics for broadband energy harvesting: investigation of a bistable piezoelectric inertial generator *Physica D* **239** 640–53
- [56] Liu W Q, Badel A, Formosa F, Wu Y, Bencheikh N and Agbossou A 2015 A wideband integrated piezoelectric bistable generator: experimental performance evaluation and potential for real environmental vibrations *J. Intell. Mater. Syst. Struct.* **26** 872–7
- [57] Arrieta A and Hagedorn P 2010 A piezoelectric bistable plate for nonlinear broadband energy harvesting *Appl. Phys. Lett.* **97** 104102
- [58] Mann B P and Sims N D 2009 Energy harvesting from the nonlinear oscillations of magnetic levitation *J. Sound Vib.* **319** 515–30
- [59] Masana R and Daqaq M F 2011 Relative performance of a vibratory energy harvester in mono- and bistable potentials *J. Sound Vib.* **330** 6036–52

A wideband integrated piezoelectric bistable generator: Experimental performance evaluation and potential for real environmental vibrations

Wei-qun Liu¹, Adrien Badel¹, Fabien Formosa¹, Yipeng Wu¹,
Nabil Bencheikh² and Amen Agbossou³

Journal of Intelligent Material Systems and Structures
1–6
© The Author(s) 2014
Reprints and permissions:
sagepub.co.uk/journalsPermissions.nav
DOI: 10.1177/1045389X14546660
jim.sagepub.com


Abstract

Bistable generators have been proposed as potential solutions to the challenge of variable vibration frequencies. This article presents a novel mono-block design of bistable generator based on mechanical buckling effect. A bistable structure composed of four thin beams as flexible hinges, two amplified piezoelectric stacks as electromechanical springs, and a dynamic mass is fabricated. Its volume is 5.46 cm³, and it reaches a power density of 0.48 mW/cm³. The wideband and high-power energy harvesting properties are first validated using chirp excitations with an obtained bandwidth of 11 Hz (812% improvement compared with the linear equivalent case). The generator's good performance is then further confirmed for bandlimited noise excitations and a real vibration signal from a driving car wheel.

Keywords

Power generator, piezoelectric, energy harvesting, bistable, wideband

Introduction

During the last decade, devices that can generate electrical power by exploiting ambient vibration energy have been developed as a possible solution to power remote wireless sensors in automotive or aerospace applications (Beeby et al., 2006; Paradiso and Starner, 2005). Most of these developments use linear oscillators that operate efficiently in a narrow frequency bandwidth tuned to match the excitation frequency (Anton and Sodano, 2007; Arroyo et al., 2013; Guan et al., 2013; Xu et al., 2010). However, environmental excitations have broadband or time-dependent characteristics in which the energy is distributed over a spread spectrum of frequencies. Therefore, large bandwidth harvesting is required (Tang et al., 2010). The mechanical nonlinearity of systems associated with nonlinear energy extraction techniques offers new potentials (Gammaitoni et al., 2009; Hajati and Kim, 2011; Liu et al., 2013; Ramlan et al., 2009). Among the large number of nonlinear types of oscillators, the bistable generator is considered as one of the most promising for energy harvesting (Cottone et al., 2009; Erturk and Inman, 2011; Mann and Owens, 2010; Pellegrini et al., 2013; Stanton et al., 2012; Twiefel and Westermann, 2013; Van Blarigan et al., 2012).

It has attracted great attention because of the unique feature of increasing the operation band. The snap-through mechanism in the case of large excitations makes it to transit from one equilibrium position to the other, which induces large motion amplitude and dramatically increases the power generation (Harne and Wang, 2013). The usual mechanisms of the bistable generators are mainly classified into magnetic interactions (Andò et al., 2012; Ferrari et al., 2010) and buckling effects (Arrieta et al., 2010; Cottone et al., 2012; Liu et al., 2013). In this technical note, a novel piezoelectric mono-block miniaturized (MBM) bistable generator derived from the buckling effect is introduced and proposed for energy harvesting under real vibration environments.

¹SYMME, Université de Savoie, Annecy le Vieux, France

²CEDRAT Technologies, Meylan, France

³LOCIE – CNRS UMR 5271, Université de Savoie, Le Bourget du Lac, France

Corresponding author:

Adrien Badel, SYMME, Université de Savoie, 7 chemin de Bellevue, 74940 Annecy le Vieux, France.
Email: adrien.badel@univ-savoie.fr

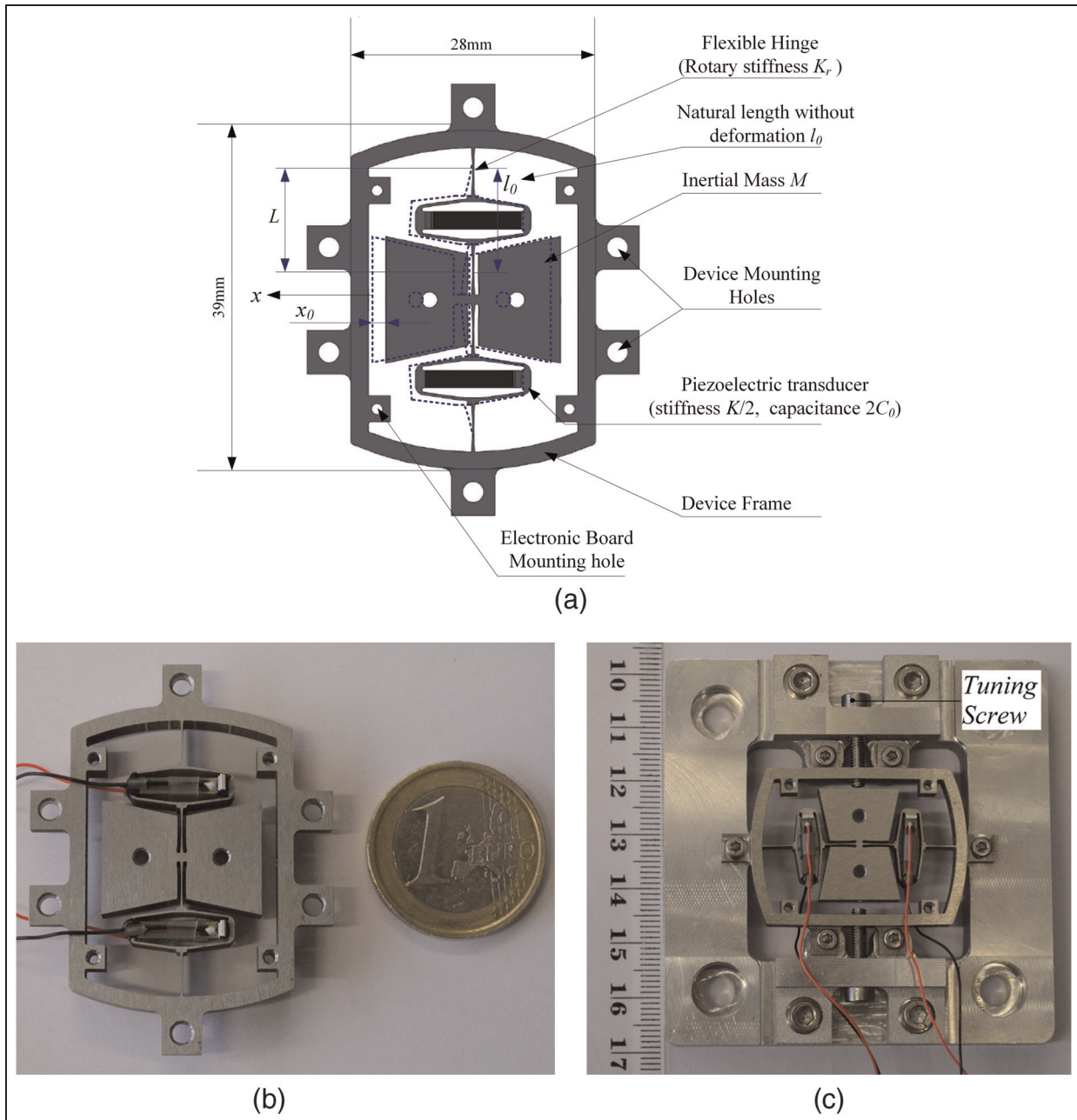


Figure 1. (a) Schematic of the MBM bistable generator, (b) fabricated generator, and (c) assembly platform for initial buckling position tuning and clamping. MBM: mono-block miniaturized.

Description and modeling of the proposed device

Figure 1 presents the schematic computer-aided design (CAD) plot and the fabricated prototype of the MBM bistable generator. As shown in Figure 1(b), the generator is produced from a mono-block of steel material using the knowhow of the CEDRAT TECHNOLOGIES company. This integrated design ensures optimal compactness and reliability. Four thin beams in the structure are used as flexible hinges, while the elliptical shapes are to amplify

the force on the piezoelectric stacks that are mounted under a pre-stress condition. The interdigitated electrodes are separately connected to the positive and negative poles. The inertial mass is located at the maximum displacement position to improve its effect, and additional masses can be fixed for tuning purpose.

The buckling procedure is described hereafter: Before operations, the screws in the mounting holes are loose and the device is under free conditions, as shown in Figure 1(b). The assembly platform allows the deformation of the frame to be tuned by the pulling action

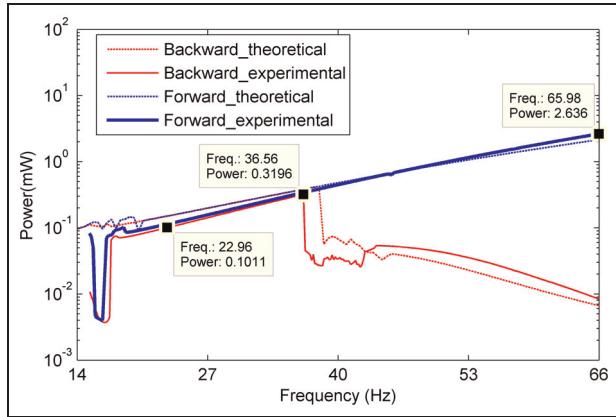


Figure 2. Power responses for a chirp excitation.

of two dedicated screws, as shown in Figure 1(c). The device is statically set to a chosen buckled position, and the mass then moves from the center position to a new equilibrium position as indicated by the dashed line in Figure 1(a) and as can be seen in Figure 1(c). Finally, six screws in the mounting holes are tightened to keep the frame deformation unvaried during operation so that the buckled level is ensured to keep constant. The tuning screws can then be removed. Although the MBM generator shown in Figure 1(c) is mounted on the assembling platform, it could be fixed directly to the application surface with a redesigned assembling platform. Its inner square hole could be enlarged, and the MBM generator could then be placed totally inside. After tuning and fixing the MBM generator on the application surface, the tuning screws and the assembling platform could then be removed.

According to the analysis in Liu et al. (2013), the governing equations are expressed as

$$\begin{cases} M\gamma = M\ddot{x} - \frac{Kx_0^2}{2L^2}x + \frac{K}{2L^2}x^3 + \mu\dot{x} + \alpha V \frac{x}{L} \\ I = \frac{\alpha}{L}x\dot{x} - C_0\dot{V} \end{cases} \quad (1)$$

where α is the piezoelectric force factor and μ is a viscous damping coefficient, while the other parameters are shown in Figure 1(a). The initial buckled position is

$$x_0 = \sqrt{l_0^2 - L^2 - \frac{8K_r}{K}} \simeq \sqrt{2\Delta l \times L - \frac{8K_r}{K}} \quad (2)$$

in which $\Delta l = l_0 - L$ represents the compressed deformation of each piezoelectric transducer at the position $x = 0$. This value is required to be less than the maximum compressed deformation allowed by the pre-stress conditions of the piezoelectric stacks. It is clear that rotary stiffness of the flexible hinges plays a critical role in the design. If K_r is too high so that $K_r > \Delta l_{\max}LK/4$, x_0 becomes imaginary, meaning that a bistable behavior cannot be obtained. To satisfy the requirement, four

long thin beams in Figure 1 are optimized to obtain low K_r as well as the highest deformation related to the acceptable maximal stress of the materials. Therefore, large displacement responses can be achieved without damaging the hinges.

Performances

Two piezoelectric transducers in the structure are serially connected to provide the harvested power. The total capacitance C_0 is measured to be $0.104 \mu\text{F}$, while the inertial mass M is calculated to be 9 g. According to the design, the natural length l_0 is 11.18 mm. With L (11.17 mm) estimated and x_0 tuned to 0.43 mm, the piezoelectric force factor α (0.041 N/V) corresponding to coupling coefficient $k^2 = 0.034$, the stiffness of the transducers K (46,000 N/m), and the damping μ (0.071 Ns/m) are estimated in the open-circuit and short-circuit cases for small harmonic excitations (Liu et al., 2012), while the angular eigenfrequency is measured to be $\omega_0 = 283.4$ rad/s. Using the half-bandwidth method, the quality factor Q is estimated to be 33.3 from the measured small harmonic excitation bandwidth of 8.51 rad/s (1.35 Hz). For simple characterization, a pure resistor is used as the load. According to the measured angular characteristic frequency, the value of the load resistor is selected to be $R = 1/(C_0\omega_0) = 34 \text{ k}\Omega$.

To investigate the wideband properties and the harvesting performance, a chirp excitation (amplitude 6 m/s^2 , 15–66 Hz, rate 0.05 Hz/s) is applied to the MBM device. The theoretical and experimental power responses are plotted in Figure 2. For the forward sweep, a maximum average power of 2.64 mW at 66 Hz is obtained, with a half-power bandwidth of 11 Hz. The bandwidth improvement is 812% in this case. Since the maximum allowed displacement (estimated as 1.2 mm) is approached at 66 Hz, the forward sweep is stopped at this frequency in order not to damage the device. For real applications, protection elastic stoppers are suggested to be added using the tuning screw location when removed so that the generator can be used for much larger excitations. Considering the compact volume of the MBM device ($39 \times 28 \times 5 \text{ mm}^3$), the corresponding power density is 0.483 mW/cm^3 , which is much higher than both the linear piezoelectric generators reported in Beeby et al. (2006) and most of the bistable generators with the excitation normalized to 10 m/s^2 as performed in Liu et al. (2012). Meanwhile, the wideband properties of the device are also validated as the average power for the forward sweep is more than 0.32 mW over a frequency range of 30 Hz as shown by the results in Figure 2. Regarding the backward sweep, a maximum power of 0.32 mW is harvested, and more than 0.10 mW is obtained over a frequency range of 13.6 Hz.

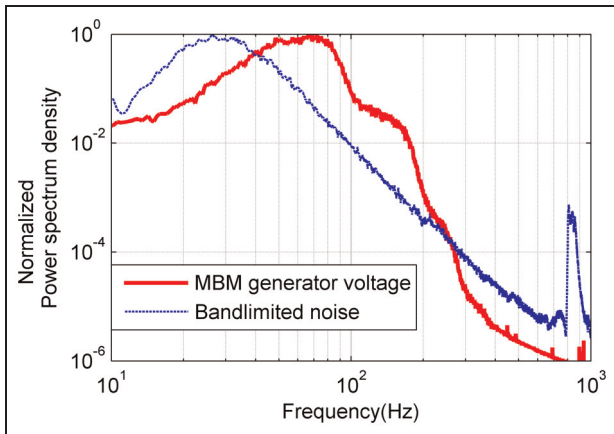


Figure 3. Spectrums of the noise and the ensuing MBM generator voltage.
MBM: mono-block miniaturized.

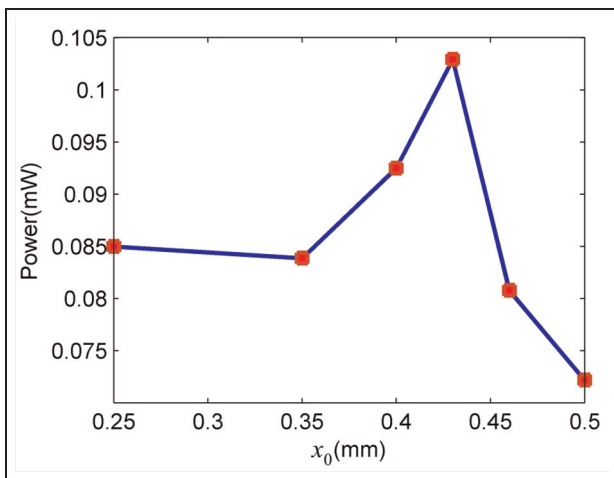


Figure 4. Power versus the buckled level for the bandlimited noise excitation.

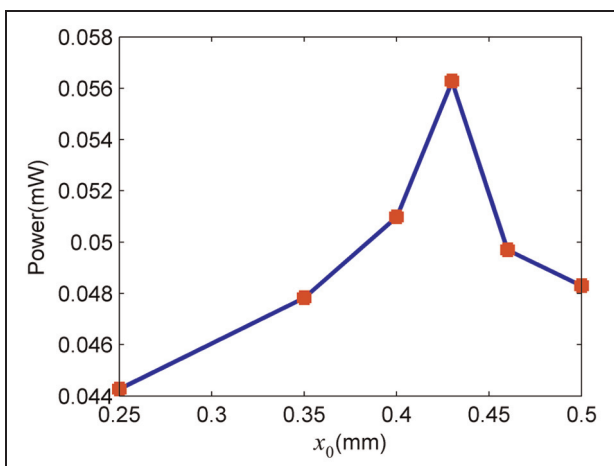


Figure 5. Power versus the buckled level for the replicated car excitation.

The theoretical results are well consistent with the experimental results.

A bandlimited noise excitation has been also used to evaluate the performance of the MBM generator. The selected excitation is generated using a Butterworth low-pass filter with a cut-off frequency of 40 Hz. The root mean square (RMS) value is 4.5 m/s^2 . Figure 3 shows the excitation spectrum and the voltage power spectrum density underlining the wideband response of the MBM device. An average power of 0.103 mW is obtained for this noise excitation.

To investigate the influence of the buckled level x_0 on the performance, the average harvested power for different x_0 values is presented for the same bandlimited noise excitations. The results in Figure 4 display an optimal value of the buckled level. Small values of x_0 do not allow the advantages of the bistable generator to be exploited, and the results are close to an unoptimized linear generator; too large values of x_0 annul the benefits of the bistable structure that has less chance to exhibit the inter-well motion.

To give further insights into the potential application of the MBM device in a real environment, an acceleration signal acquired from a driving car wheel (authorized from the NiPS Lab, University of Perugia; Neri et al., 2012) is replicated by a shaker. For this real excitation signal, an optimal buckled level also exists, as shown in Figure 5. From Figures 4 and 5, it is inferred that proper buckled level needs to be tuned to have the optimal performance for a determined excitation.

The displacement and voltage waveforms of the MBM device are shown in Figure 6. As can be seen in the figure, the snap-through jumps between two equilibrium positions bring higher voltage, which enhances the harvested power. This feature also enlarges the operation bandwidth as indicated by the spectrums of the excitation and the piezoelectric voltage ($x_0 = 0.43 \text{ mm}$) in Figure 7. Comparing Figures 3 and 7, it is clear that the “real excitation” of the car wheel is spread over a much wider frequency range than the bandlimited noise used previously. Therefore, the potential energy located in the high-frequency range, which exceeds the frequency range of the MBM device, cannot be harvested. However, the wideband characteristics are still obvious, and an average power of 0.056 mW is obtained with an RMS acceleration value of $0.7g$. The corresponding power density of $10.2 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ is capable of providing the required power for low-power sensors such as the one presented in Zhang et al. (2013).

Conclusion

In conclusion, a mono-block bistable (MBM) generator with a buckled spring–mass architecture has been proposed, which features the advantages of compactness

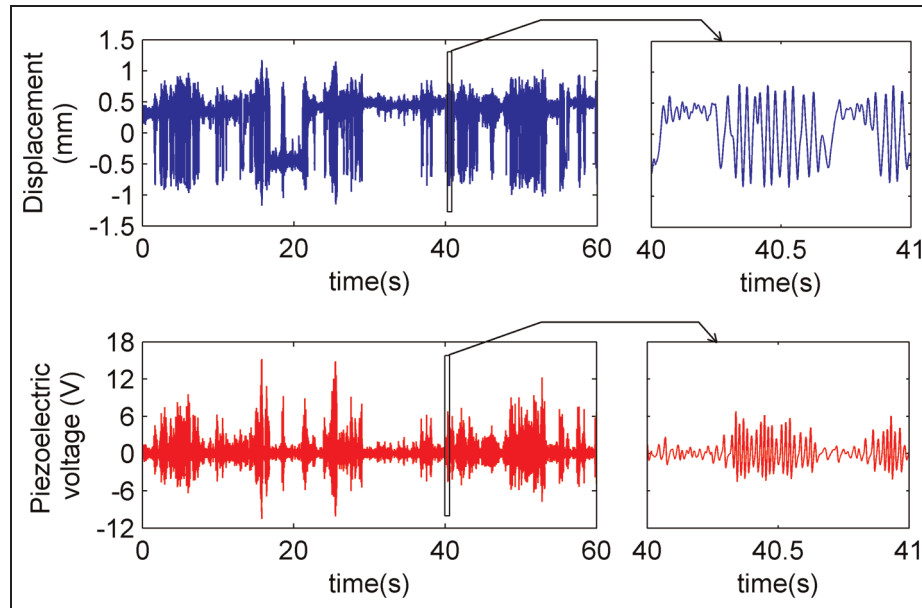


Figure 6. Displacement and voltage waveforms for the car excitation signal.

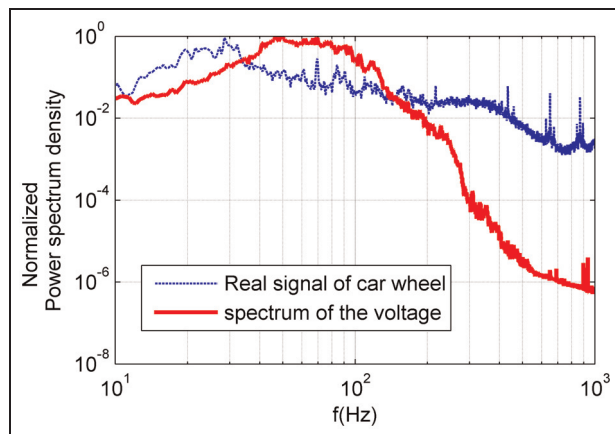


Figure 7. Spectrums of the real excitation and the ensuing MBM voltage.

MBM: mono-block miniaturized.

and reliability. The performance is first studied using the standard chirp (amplitude 6 m/s^2) and bandlimited noise excitations. With a volume of 5.46 cm^3 , a maximum power of 2.64 mW is obtained, corresponding to a power density of 0.483 mW/cm^3 . The bandwidth is also improved by 812% compared with the linear equivalent generator. It shows the excellent capabilities of high-power output and large bandwidth compared with the reported generators (Beeby et al., 2006; Liu et al., 2013). Then, a real vibration signal from a driving car wheel is used to investigate the application in a real environment. A satisfactory harvested power for low-power sensors (Zhang et al., 2013) is obtained, and the wideband properties promise good prospects.

Declaration of conflicting interests

The authors declared no potential conflicts of interest with respect to the research, authorship, and/or publication of this article.

Funding


This work has been supported by the French National Research Agency (ANR) under grant no. ANR-11-JS09-002-01 (REViLaBa Project).

References

- Andò B, Baglio S, Maiorca F, et al. (2012) Two dimensional bistable vibration energy harvester. *Procedia Engineering* 47: 1061–1064.
- Anton SR and Sodano HA (2007) A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). *Smart Materials and Structures* 16(3): R1–R21.
- Arrieta AF, Hagedorn P, Erturk A, et al. (2010) A piezoelectric bistable plate for nonlinear broadband energy harvesting. *Applied Physics Letters* 97(10): 104102. Available at: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v97/i10/p104102/s1&Agg=doi>
- Arroyo E, Badel A and Formosa F (2013) Energy harvesting from ambient vibrations: electromagnetic device and synchronous extraction circuit. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 24(16): 2023–2035. Available at: <http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X13488254>
- Beeby SP, Tudor MJ and White NM (2006) Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement Science & Technology* 17(12): R175–R195.
- Cottone F, Gammaitoni L, Vocca H, et al. (2012) Piezoelectric buckled beams for random vibration energy harvesting. *Smart Materials and Structures* 21(3): 035021.
- Cottone F, Vocca H and Gammaitoni L (2009) Nonlinear energy harvesting. *Physical Review Letters* 102(8): 080601.

- Erturk A and Inman DJ (2011) Broadband piezoelectric power generation on high-energy orbits of the bistable Duffing oscillator with electromechanical coupling. *Journal of Sound and Vibration* 330(10): 2339–2353.
- Ferrari M, Ferrari V, Guizzetti M, et al. (2010) Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters. *Sensors and Actuators A: Physical* 162(2): 425–431.
- Gammaitoni L, Neri I and Vocca H (2009) Nonlinear oscillators for vibration energy harvesting. *Applied Physics Letters* 94(16): 164102. Available at: <http://link.aip.org/link/APPLAB/v94/i16/p164102/s1&Agg=doi>
- Guan QC, Ju B, Xu JW, et al. (2013) Improved strain distribution of cantilever piezoelectric energy harvesting devices using H-shaped proof masses. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 24(9): 1059–1066. Available at: <http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X13476150>
- Hajati A and Kim S-G (2011) Ultra-wide bandwidth piezoelectric energy harvesting. *Applied Physics Letters* 99(8): 083105.
- Harne RL and Wang KW (2013) A review of the recent research on vibration energy harvesting via bistable systems. *Smart Materials and Structures* 22(2): 023001.
- Liu H, Lee C, Kobayashi T, et al. (2012) Investigation of a MEMS piezoelectric energy harvester system with a frequency-widened-bandwidth mechanism introduced by mechanical stoppers. *Smart Materials and Structures* 21(3): 035005.
- Liu WQ, Badel A, Formosa F, et al. (2013) Novel piezoelectric bistable oscillator architecture for wideband vibration energy harvesting. *Smart Materials and Structures* 22(3): 035013.
- Mann BP and Owens BA (2010) Investigations of a nonlinear energy harvester with a bistable potential well. *Journal of Sound and Vibration* 329(9): 1215–1226.
- Neri I, Travasso F, Mincigrucci R, et al. (2012) A real vibration database for kinetic energy harvesting application. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 23(18): 2095–2101.
- Paradiso JA and Starner T (2005) Energy scavenging for mobile and wireless electronics. *IEEE Pervasive Computing* 4(1): 18–27.
- Pellegrini SP, Tolou N, Schenk M, et al. (2013) Bistable vibration energy harvesters: a review. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 24(11): 1303–1312. Available at: <http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X12444940>
- Ramlan R, Brennan MJ, Mace BR, et al. (2009) Potential benefits of a non-linear stiffness in an energy harvesting device. *Nonlinear Dynamics* 59(4): 545–558.
- Stanton SC, Mann BP and Owens BAM (2012) Melnikov theoretic methods for characterizing the dynamics of the bistable piezoelectric inertial generator in complex spectral environments. *Physica D: Nonlinear Phenomena* 241(6): 711–720.
- Tang L, Yang Y and Soh CK (2010) Toward broadband vibration-based energy harvesting. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 21(18): 1867–1897.
- Twiefel J and Westermann H (2013) Survey on broadband techniques for vibration energy harvesting. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 24(11): 1291–1302. Available at: <http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X13476149>
- Van Blarigan L, Danzl P and Moehlis J (2012) A broadband vibrational energy harvester. *Applied Physics Letters* 100(25): 253904.
- Xu JW, Shao WW, Kong FR, et al. (2010) Right-angle piezoelectric cantilever with improved energy harvesting efficiency. *Applied Physics Letters* 96(15): 152904.
- Zhang Y, Zhang F, Shakhsheer Y, et al. (2013) A batteryless 19 μ W MICS/ISM-band energy harvesting body sensor node SoC for ExG applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 48(1): 199–213.

Energy harvesting from ambient vibrations: Electromagnetic device and synchronous extraction circuit

Journal of Intelligent Material Systems and Structures
24(16) 2023–2035
© The Author(s) 2013
Reprints and permissions:
sagepub.co.uk/journalsPermissions.nav
DOI: 10.1177/1045389X13488254
jim.sagepub.com


Emmanuelle Arroyo, Adrien Badel and Fabien Formosa

Abstract

This article presents the design and experimental test of a new electromagnetic generator optimized for vibration energy harvesting with a nonlinear energy extraction circuit (synchronized magnetic flux extraction circuit). Previous results showed that the synchronized magnetic flux extraction circuit allows the rectification and the amplification of the voltages produced by an electromagnetic transducer, as well as the optimization of the energy transfer independently of the load impedance. A new geometry of electromagnetic harvester is proposed and optimized to harvest the maximum energy with the synchronized magnetic flux extraction circuit. The studied structure, whose total volume is 10 cm^3 , is based on a closed ferromagnetic back iron in order to obtain a high reactance in comparison with its resistance. Experimental measurements show that with the synchronized magnetic flux extraction technique, a rectified power of 1.6 mW is harvested at 1 g, 100 Hz over a 10 Hz bandwidth.

Keywords

Vibration energy harvesting, electromagnetic generator, dimensionless model, nonlinear extraction circuit, generator optimization, experimental study

Introduction

In the field of vibration energy harvesting, the electromagnetic transduction is among the most common technologies used to convert the mechanical energy from vibrations into electricity. Many research prototypes were developed (Bouendeu et al., 2009; Elvin and Elvin, 2011; Oliver and Priya, 2009; Sardini and Serpelloni, 2011). Most of them are based on one or more magnets and an open ferromagnetic circuit mounted on a beam and vibrating in front of a coil, like the structures developed at Southampton University (El-hami et al., 2001; Glynne-Jones et al., 2004). Some other recurrent structures in the literature simply use magnets moving inside a coil thanks to a magnetic spring (Rahimi et al., 2011; Saha et al., 2008; Von Büren and Tröster, 2007). Zhu et al. (2011) developed a planar structure based on an array of magnet producing a strong flux gradient for a compact structure. This generator harvests $120 \mu\text{W}$ at 44.9 Hz and 0.3 g ($1 \text{ g} = 9.8 \text{ m s}^{-2}$) (Zhu et al., 2011).

Some commercial solutions are also available like the generator PMG FSH developed by Perpetuum Ltd, which presents a total volume of 130 cm^3 . It harvests 1 mW at 25 mg and 100 Hz, over a 1.6 bandwidth (Perpetuum, n.d.). Ferro Solutions Inc. (FerroSolutions, n.d.) offers an electromagnetic energy

harvester, named VEH460, with a volume of 170 cm^3 , which harvests 0.3 mW at an acceleration of 25 mg and 5.2 mW at an acceleration of 100 mg for vibration frequencies close to 60 Hz (and a bandwidth of 3 Hz).

For these harvesters, the generated alternating current (AC) voltages are usually processed using a classical extraction circuit made of a rectifier and a direct current (DC)/DC converter with matching impedance strategies. Moreover, since the voltage level produced by a classical electromagnetic generator (EMG) is usually low, it has to be specially optimized when designing the transducer.

A nonlinear circuit called synchronized magnetic flux extraction (SMFE) was previously studied for EMGs, as an alternative to this classical technique. Theoretical and experimental results demonstrated that it realizes the rectification and the amplification of the

Laboratory of Systems and Materials for Mechatronics, Savoie University, Annecy le Vieux, France

Corresponding author:

Emmanuelle Arroyo, Laboratory of Systems and Materials for Mechatronics, Domaine Universitaire, BP 8043974944 Annecy-le-Vieux Cedex, France.
Email: earro@univ-savoie.fr

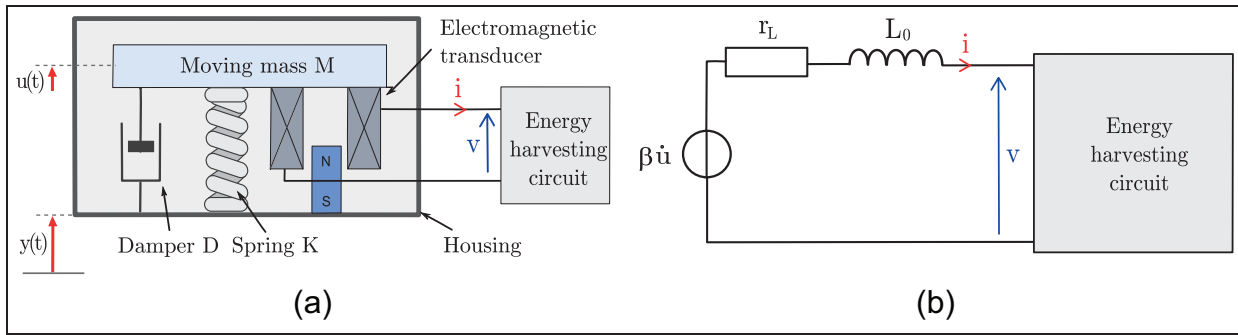


Figure 1. (a) Mechanical and (b) electrical models of inertial EMGs. EMG: electromagnetic generator.

voltages as well as the optimization of the energy transfer whatever the load impedance (Arroyo and Badel, 2011).

The present study focuses on the design, fabrication, and experimental testing of an optimized EMG suited to the SMFE circuit to harvest the maximum power. First, the normalized model presented in the study by Arroyo et al. (2012) is recalled, and so the three key parameters are used to describe the behavior of an EMG. This approach allows the introduction of a new criterion to compare the performances of various EMGs based on the ratio of the harvested power over a upper limit power. This limit power is proportional to the mass, the squared acceleration, and the mechanical quality factor and inversely proportional to the angular frequency. It was shown that this limit power is the maximal power that can be harvested by a sufficiently coupled generator driven at its resonance frequency. The theoretical results also underscore the optimal values of the key parameters that should be aimed at when using the SMFE strategy. Based on these results, a new structure of EMG is presented, featuring a closed ferromagnetic back iron in order to lower the resistive loss coefficient. The generator is optimized for a volume of 10 cm^3 and experimentally tested using the classical and the SMFE approach.

Theoretically harvested power

Normalized model

Inertial microgenerators vibrating at a resonance frequency are conventionally modeled as a second-order mass–spring–damper system (Williams and Yates, 1996). Figure 1(a) describes the model used for an EMG. M is the equivalent inertial mass, D is a damper corresponding to the whole mechanical losses, and K is the spring stiffness. An external vibration $y(t)$ is applied to the frame, inducing the relative displacement $u(t)$. The generator can be modeled as a voltage source connected in series with the coil inductance L_0 and the coil resistance r_L (Figure 1(b)). The proportional coefficient between the voltage produced and the mass speed, β ,

Table 1. Normalizations.

Variable	Expression	Name
\underline{t}	$\omega_0 t$	Normalized time ($\omega_0 = \sqrt{K/M}$)
\underline{y}'	$dy/d\underline{t} = \dot{y}/\omega_0$	Vibration speed normalized according to time
\underline{y}''	$dy'/d\underline{t} = \ddot{y}/\omega_0^2$	Vibration acceleration normalized according to time
$\underline{\omega}$	ω/ω_0	Normalized angular frequency
\underline{i}	iL_0/β	Normalized current
\underline{v}	$v/(\beta\omega_0)$	Normalized voltage

depends on the magnetic flux and on the geometry of the generator. The behavior of the system can be described by two coupled mechanical (equation (1)) and electrical (equation (2)) equations, which are normalized as equations (3) and (4). The normalization is detailed in the study by Arroyo et al. (2012), and the notations are recalled in Table 1

$$M\ddot{y} = M\ddot{u} + D\dot{u} + Ku + \beta i \quad (1)$$

$$v = \beta \dot{u} - r_L i - L_0 \dot{i} \quad (2)$$

$$y'' = u'' + \frac{u'}{Q_m} + u + k_m^2 \dot{i} \quad (3)$$

$$\underline{v} = \underline{u}' - \underline{i}' - 2\xi_e \underline{i} \quad (4)$$

This normalization brings to light the following three dimensionless parameters:

- *Modified coupling coefficient* k_m^2 . It describes the effectiveness of the electromechanical energy conversion. It is defined as the electromagnetic energy into the short-circuited coil divided by the elastic energy in the system (in static operation).
- *Resistive loss coefficient* ξ_e . It is defined as the quotient between the coil resistance and its reactance at the resonance frequency.
- *Mechanical quality factor* Q_m . It describes the damping of the oscillator (the lower the damping, the higher the Q_m).

Their expressions are summed up in Table 2.

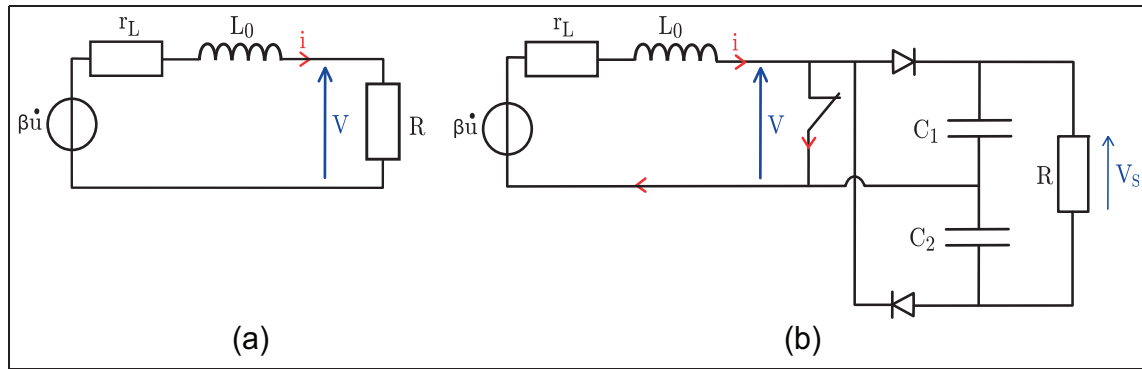


Figure 2. (a) Simplified classical and (b) SMFE extraction circuits for electromagnetic generators. SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

Table 2. Characteristic dimensionless parameters.

Parameter	Value
k_m^2	$\beta^2 / (KL_0)$
ξ_e	$r_L / (2\omega_0 L_0)$
Q_m	\sqrt{KM} / D
ξ_c	$R / (2L_0\omega_0)$

Harvested power with two extraction circuits

Theoretical calculation. The current produced into the coil is not directly usable. It has to be rectified with an AC/DC converter, and a DC/DC converter is usually used to regulate the voltage before charging a storage element. A simplified and usual point of view consists of considering a linear circuit by modeling the extraction circuit by an equivalent linear input resistance (Figure 2(a)) (Beeby et al., 2007; Glynne-Jones et al., 2004; Von Büren and Tröster, 2007). This approach is called “classical extraction circuit” in this study. The harvested power is then defined as the power dissipated into the resistive load and depends on a supplementary dimensionless parameter ξ_c , which is a function of the load. Its expression is also given in Table 2.

Practically, the impedance matching strategy implies a continuous tuning of the DC/DC converter, which is difficult to be carried out with a self-powered electronic. Inspired from a nonlinear technique previously studied to extract the energy from piezoelectric elements (Lefeuvre, 2005), the synchronous magnetic flux extraction (SMFE) technique was developed for EMGs (Arroyo and Badel, 2011) to overcome this issue. Its principle is as follows: the coil remains short circuited while the induced current i increases (or decreases). When the current reaches a maximum (or minimum) value, the switch is briefly opened and the current charges one or the other storage capacitance. Figure 2(b) shows a schematic of the circuit. The typical waveforms are presented in Figure 3, in which the

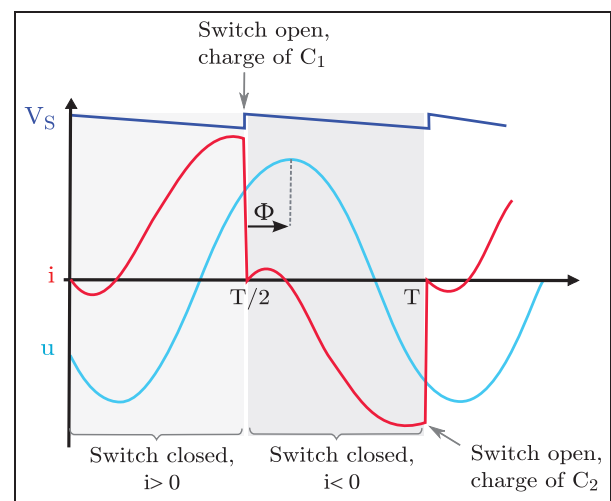


Figure 3. Waveforms of the current i , the voltage v_s , and the displacement u with the SMFE extraction circuit. SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

commutations synchronized with the extrema of current, allowing the charge of the capacitors twice the period shown.

The harvested power at the resonance frequency with the classical extraction technique P_R or with the SMFE technique P_S can be calculated from the constitutive equations (1) and (2), as a function of the characteristic parameters previously detailed and of the load for the classical technique (it is independent from the load with the SMFE approach).

Note that only the main results are recalled here: the calculation of the harvested power, as well as the simulation and experimental results, is detailed in the previous publication (Arroyo and Badel, 2011).

For the following study, the load value is supposed to be optimized to harvest the maximum power with the classical technique. In this case, Figure 4 presents the evolution of the harvested power with both circuits as a function of the product $k_m^2 \cdot Q_m$, and for ξ_e values ranging from $1e^{-4}$ to 100. A mechanical quality factor

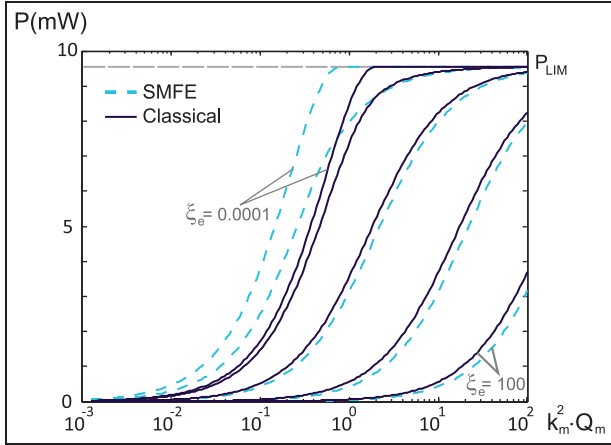


Figure 4. P_R and P_S as a function of $k_m^2 \cdot Q_m$ for $\xi_e = 0.0001, 0.1, 1, 10,$ and 100 . SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

of 50, a vibration acceleration of 9.8 m s^{-2} (1 g), a resonance frequency of 100 Hz, and a dynamic mass of 10 g were chosen. It is shown that whatever the energy extraction circuit, the power tends toward the limit power (P_{LIM}), function of the squared vibration acceleration ($\gamma_M^2 = |\dot{y}|^2$), the inertial mass, the mechanical quality factor, and the angular frequency (equation (5)). The expressions of the power are then normalized according to P_{LIM} , leading to the final expressions given in equation (6) for the classical technique and in equation (7) for the SMFE technique, with ϕ_{RL} and ψ_{RL} defined by equations (8) and (9)

$$P_{LIM} = \frac{M \gamma_M^2 Q_m}{8 \omega_0} \quad (5)$$

$$P_R = \frac{P_R}{P_{LIM}} = \frac{8 k_m^2 Q_m^2 \xi_c (1 + 4(\xi_e + \xi_c)^2)}{[1 + 4(\xi_e + \xi_c)^2 + 2 k_m^2 Q_m (\xi_e + \xi_c)]^2} \quad (6)$$

$$P_S = \frac{P_S}{P_{LIM}} = \frac{k_m^2 Q_m \pi / 2 (1 + 4 \xi_e^2)^2 (1 + e^{-2\pi \xi_e})^2 \sin^2(\phi_{RL} + \psi_{RL})}{[2 k_m^2 Q_m \sin(\phi_{RL} + \psi_{RL}) \cos(\phi_{RL} + \psi_{RL}) (1 + e^{-2\pi \xi_e})]^2 + [\pi (1 + 4 \xi_e^2) + 2 k_m^2 Q_m \sin^2(\phi_{RL} + \psi_{RL}) (1 + e^{-2\pi \xi_e})]^2} \quad (7)$$

$$\phi_{RL} = \frac{1}{2} \arctan \frac{4 \xi_e}{1 - 4 \xi_e^2} \quad (8)$$

$$\psi_{RL} = \arctan \frac{1}{2 \xi_e} \quad (9)$$

Previous experimental measurements on a classical EMG (Arroyo and Badel, 2011) showed that the SMFE technique efficiently addresses the following two main difficulties introduced by the energy extraction for an EMG:

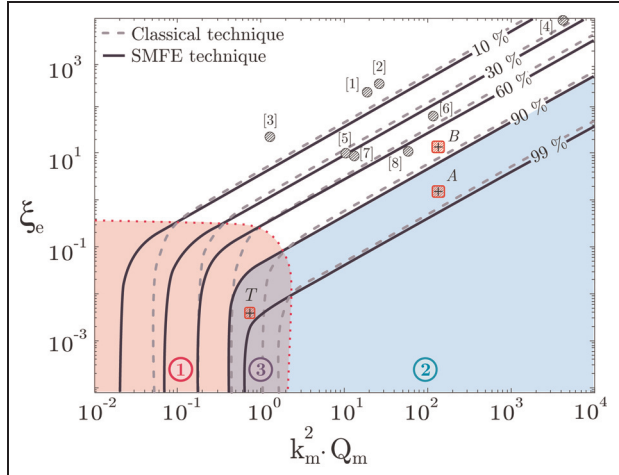


Figure 5. Comparison of the harvested power using the classical approach and the SMFE technique in the plan ($k_m^2 \cdot Q_m$ and ξ_e). SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

- The dependency on the load is strongly reduced, thus avoiding the impedance matching issues.
- Usable DC voltages are directly produced whatever the generator parameters, which allows a simple generator design optimization focused on the power maximization only (in the case of the classical technique, the voltage levels have to be considered in addition to the power because of the rectifier diode threshold voltage).

Comparison criterion of EMG performances. Insofar as the harvested power with both extraction circuits tends toward a limit power previously defined, EMG performances can be easily compared with the evaluation of the normalized power P/P_{LIM} . Numerical simulations were performed to study this quotient as a function of the generator parameters. Note that for each result, the harvested power with the classical technique (P_R) needs to be rectified, while the output power of the SMFE circuit (P_S) is directly DC. Figure 5 shows the normalized power in percentage of the limit power, as a function of the characteristic parameters.

Figure 5 shows the target optimal parameters when optimizing a generator, depending on the electronic extraction circuit used. More precisely, the following three interesting areas can be highlighted:

- *Area 1.* For low $k_m^2 \cdot Q_m$ and low ξ_e values, P_S is equal or superior to P_R , up to 250% more.
- *Area 2.* For high $k_m^2 \cdot Q_m$ and high ξ_e values, P_S is close to P_R (difference lower than 10%), and with both techniques, more than 90% of the limit power is harvested. However, in this area and when $P_S < P_R$, using the SMFE technique

Table 3. Parameters, limit power, volume, and normalized harvested power of electromagnetic generators previously developed.

	Reference	ξ_e	$k_m^2 \cdot Q_m$	P_{LIM} (mW)	V (cm ³)	\underline{P} (%)
1	Owens and Mann (2012)	239	21	26.5	—	4
2	Saha et al. (2008)	368	23.9	0.18	125	8
3	Zhu et al. (2011)	27.3	1.9	0.54	12	11
4	Lu et al. (2011)	8550	3000	20	0.6	13
5	Arroyo et al. (2012)	11.9	12.9	21	31	30
6	Sardini and Serpelloni (2011)	72.6	120	0.7	8.6	45
7	Elvin and Elvin (2011)	10	60.3	0.01	2.3	76
8	Bouendeu et al. (2009)	10.11	15.6	0.56	1.45	63

requires adding a serial inductance in order to harvest the notified amount of power.

- *Area 3.* The intersection of the first two areas represents the chosen target zone for the development of a new EMG. In this area, generators combine the two advantages of harvesting a high percentage of their limit power and of maximizing the power with the SMFE technique without adding an additional serial inductance.

Previously developed generators are also shown in Figure 5, represented by their characteristic couple ($k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e$). Their parameters and the given normalized harvested power are summed up in Table 3. The amount of harvested power is in good accordance with the theoretical predictions, showing the relevance of such a representation to compare their performances.

From Figure 5, it is shown that EMGs in the literature exhibit high values of losses and coupling coefficients and are thus poorly adapted to the SMFE technique. One can also note that they harvest less than 76% of the limit power.

Design of an optimized EMG

Semi-closed structure

The goal is to develop an EMG with characteristic parameters optimized to be in the target area 3 (Figure 5). Such a generator should thus be able to harvest more than 90% of P_{LIM} with the SMFE circuit. Usual electromagnetic harvesters with classical extraction circuits use a coil wound with a high number of turns to get a sufficient voltage level and an open ferromagnetic circuit, when there is one. For such generators, the reactance $L\omega$ is often negligible compared to the resistance r_L of the coil. Consequently, they exhibit high ξ_e values. With the SMFE technique, the design of the coil is not constraint any more as sufficient voltage levels are produced even for low number of turns. Furthermore, a high inductance will be preferred to decrease the ξ_e coefficient. Thus, two objectives appear for the design of our generator, in contrast with generators in the literature: increasing the electromechanical

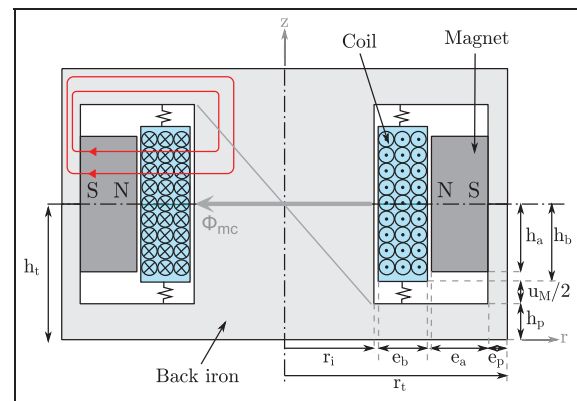


Figure 6. Section of the electromagnetic generator structure considered.

coefficient (represented by the parameter β) and increasing its inductance (L_0).

The structure is chosen in accordance with these objectives: the cylindrical architecture is based on an annular permanent magnet, a coil, and a closed ferromagnetic back iron. A schematic drawing of the cross section of the preferred structure is shown in Figure 6. The permanent magnet generates a magnetic field through the back iron (shown by the red lines), which creates a linear flux gradient crossed by the coil, and allows a high electromechanical coupling.

The current into the coil produces a self-induced magnetic field, which is also contained into the ferromagnetic core, ensuring a much higher inductance than generators without back iron. All the sections of the core met by the magnetic flux are set at the same area to ensure a constant magnetic field magnitude and consequently to prevent saturation.

The magnets as well as the back iron are fixed while the coil is stuck between two planar springs. It is worth noting that the maximum power is obtained when the relative displacement is maximum, and this maximum displacement is limited by the generator geometry. For a given relative displacement, the maximal power is an increasing function of the frequency. Consequently, it was chosen to let the lower mass mobile (that is to say the coil instead of the magnets), leading to a higher frequency, and thus a higher maximum power.

Magnetic flux calculation

Due to the back iron structure, the magnetic flux expression and all characteristic parameters can be analytically evaluated as a function of the geometrical dimensions. It is assumed that the flux is linear throughout the coil, the field lines are parallel to the magnetic circuit (no leakage), and the magnetic losses in the ferromagnetic circuit are not taken into account.

The magnetic flux are noted as ϕ , and the total magnetic flux are noted as ψ ($= N\phi$). They are determined using Ampere's circuital law. They are expressed as a function of a permeance value Λ and a magnetic potential (θ_m for the magnet and Ni for the coil), as shown in equations (10) to (13)

$$\text{Magnet self-flux } \phi_{mm} = \frac{\psi_{mm}}{N} = \Lambda_{mm}\theta_m \quad (10)$$

Flux created by the magnet into the coil:

$$\phi_{cm} = \frac{\psi_{mm}}{N} = \Lambda_{cm}(u)\theta \quad (11)$$

Flux created by the coil into the magnet:

$$\phi_{mc} = \frac{\psi_{mc}}{N} = \Lambda_{mc}(u)Ni \quad (12)$$

$$\text{Coil self-flux : } \phi_{cc} = \frac{\psi_{cc}}{N} = \Lambda_{cc}Ni \quad (13)$$

The induced voltage V_i in the coil is then given by equation (14), with u the coil displacement. The self-flux of the coil being independent from the displacement; the electromechanical parameter β is finally expressed as in equation (15)

$$V_i = \left(\frac{\partial\psi_{cc}}{\partial u} + \frac{\partial\psi_{mc}}{\partial u} \right) \frac{\partial u}{\partial t} \quad (14)$$

$$\beta = \frac{\partial\psi_{mc}}{\partial u} \quad (15)$$

The inductance L_0 of the generator is theoretically calculated as the squared number of turn of the coil N^2 multiplied by the permeance Λ_{cc} of the magnetic circuit. Assuming that the permeability for the ferromagnetic material is much higher than for the air, the reluctance of the circuit can be written as a function of the vacuum permeability μ_0 , the section of the air gap S_e , and its length e , leading to the following expression for L_0 (16)

$$L_0 = N^2\Lambda_{cc} = \frac{N^2e}{S_e\mu_0} \quad (16)$$

The resistance r_L of the coil is calculated from the wire material resistivity ρ , the length of wire l , and the section of the wire S_w . With R_m the mean radius of the coil, k_f the stacking factor, and S_c the coil section, the

Table 4. Fixed parameters for the optimization.

Parameter	Value
Total volume V	10
Dynamic mass M	5
Vibration acceleration γ_M	2 g
Vibration frequency f_0	100
Mechanical quality factor Q_m	50

resistance can be expressed proportionally to N^2 (equation (17))

$$r_L = \frac{\rho l}{S_w} = \frac{N^2\rho 2\pi R_m}{S_c k_f} \quad (17)$$

An estimation of the maximum total magnetic field through the core (B_{tot}) is calculated in order to limit the saturation of the magnetic core. The maximum current i_M generated into the coil is expressed as a function of the displacement magnitude u_M , as shown in equation (18). This current creates an induced magnetic field, which is added or subtracted to the field generated by the permanent magnet, depending on the sign of the current. Equation (13) yields the induced magnetic flux created by the coil, ψ_{cc} , which is added to ψ_{mm} to get the total maximum flux. The section S_c of the core being constant, the maximum magnetic flux can be deduced as shown in equation (19)

$$i_M = \frac{\beta}{L_0 u_M} \quad (18)$$

$$B_{tot} = \frac{\psi_{mm} + \psi_{cc}}{S_c} \quad (19)$$

Finally, using the fixed parameters given in Table 4, the coupling coefficient, the losses coefficient, and the power harvested with the classical or the SMFE technique are calculated using the expressions given in Table 2 and in equations (6) and (7).

Analytical optimization

The materials for the permanent magnet and the back iron are chosen in order to get a high electromechanical coefficient β and a high inductance, as specified in the objectives. The chosen magnet is a rare earth NdFeB magnet presenting high-energy density in order to increase β : its remnant field is 1.37 T, coercive field is 812 kA m⁻¹, and the maximal product $\{B \cdot H\}_{MAX}$ is 382 kJ m⁻³.

The ferromagnetic back iron is chosen in a MnZn ferrite with a high relative permeability of 1200 in order to maximize the inductance. The magnetic saturation limit of this material is 0.43 T.

The fixed parameters used for the optimization are summed up in Table 4. The volume is set at 10 cm³,

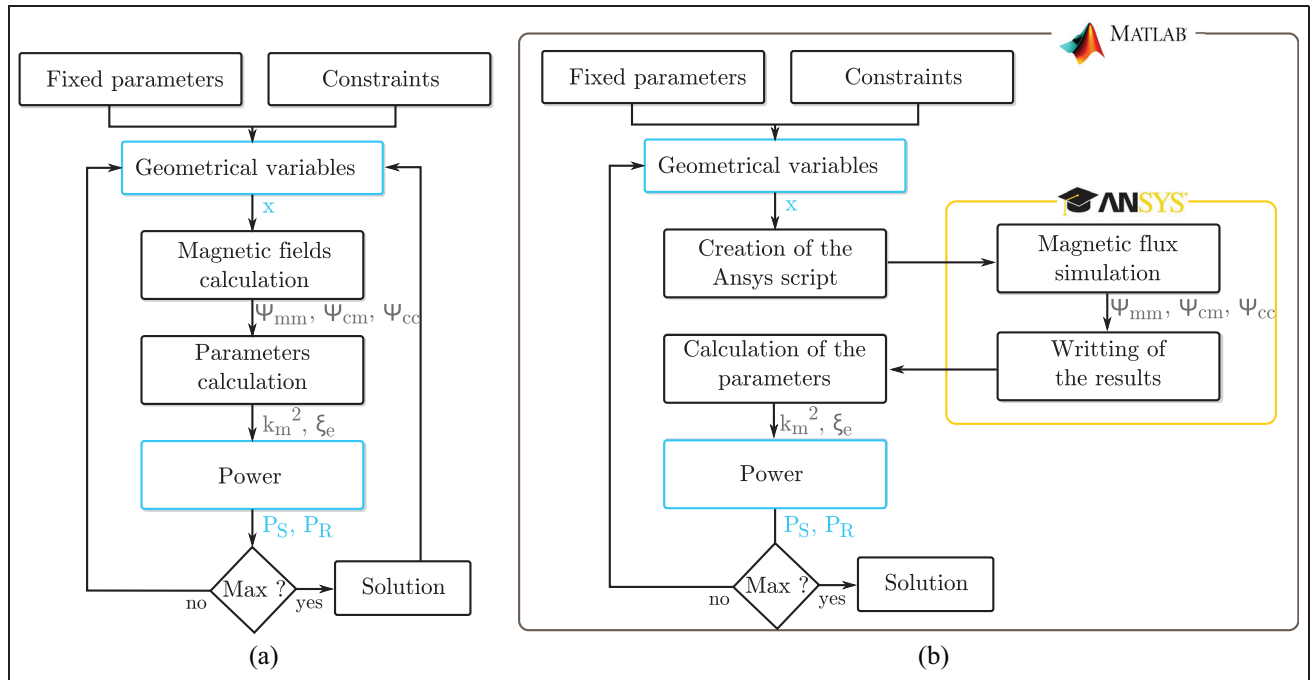


Figure 7. Optimization programs structures: (a) analytical optimization and (b) finite element optimization.

which corresponds to the volume of two AAA batteries. Only five independent variables are considered for the optimization: $\{h_i, r_i, e_a, h_a, e\}$. These dimensions are shown in Figure 6. The objective function is the power harvested with the SMFE technique (P_S). A method using the gradient of the function is used for the optimization. As the number of parameters is low, the optimum obtained is confirmed by a second optimization method consisting in exploring all the variables space. In the case of complicated geometries, this would be worth studying more efficient optimization methods in order to gain time. However, the improvement of the optimization method is beyond the scope of this article. The program structure is shown in Figure 7(a).

The optimum obtained is shown in Figure 8. The predicted harvested power and characteristic parameters are summed up in Table 5. The results predict a harvested power with the SMFE technique (P_S) of 18.9 and 15.6 with the classical technique (P_R) (DC power for the SMFE technique and AC power for the classical technique) and a limit power of 19.1 mW (P_{LIM}). This corresponds to more than 99% of the limit power expected to be harvested with this generator using the SMFE approach.

Finite element validation

A second optimization is done in order to refine the results and to take into account the magnetic flux leakage at the sides of the magnets. A MATLAB optimization program interfaces the finite element software

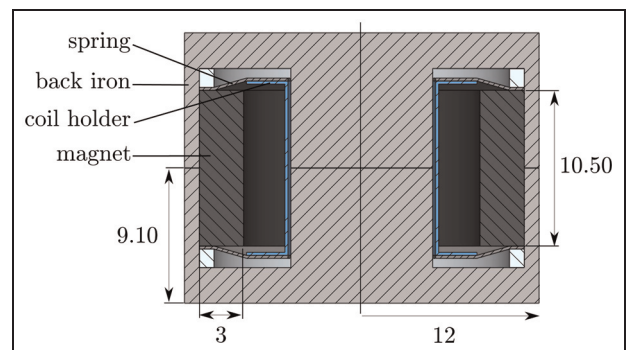


Figure 8. Section of the optimized generator structure.

Table 5. Results for the analytical or FE optimization.

Parameter	Analytical optimization	FE optimization
P_S (mW)	18.9	18.9
P_R (mW)	15.6	15.4
P_{LIM} (mW)	19.1	19.1
ξ_e	0.0037	0.0037
k_m^2	0.016	0.009

FE: finite element.

ANSYS to calculate the flux gradient and the inductance of the generator, as shown in Figure 7(b). The B–H curve of the ferromagnetic back iron and the magnetic properties of the materials are also taken into account in order to get a precise evaluation of the magnetic saturation effect.

The results of the optimization tend toward a maximal power, which is very close to the analytical result. Thus, for this kind of closed magnetic structure, the approximated analytical model appears to be an effective tool for designing generators. The use of the finite element magnetic field calculation in the optimization leads to slightly increase the optimal height of the magnet to compensate the losses and the leakage flux. The field lines created inside the system are shown in Figure 9 with the evolution of the magnetic flux along the height superimposed.

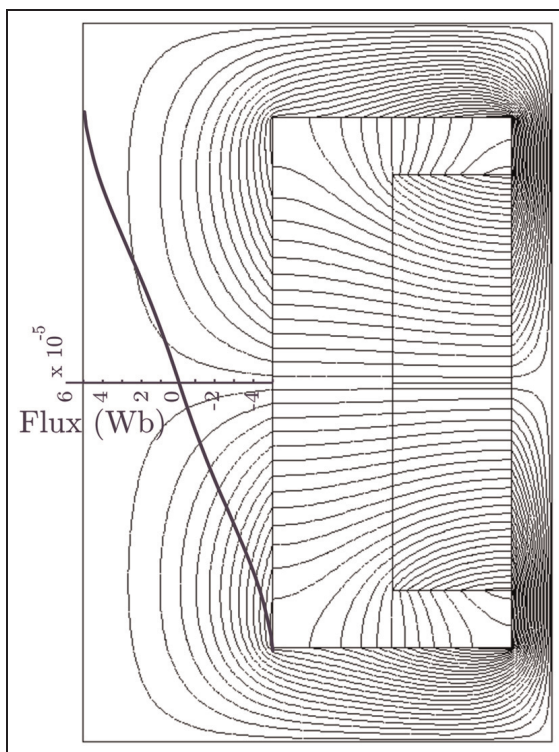


Figure 9. Magnetic flux created by the magnet in half of the structure and magnetic flux evolution along the height in Weber.

Experimental validation

Considerations on the generator fabrication

The different components of the generator are shown in Figure 10. The magnet was cut into three sectors in order to be magnetized radially. The ferromagnetic back iron was custom made in the MnZn ferrite. The coil is wired with a 0.2 mm^2 section wire. It is supported by a planar spiral spring of 0.2 mm thickness (Figure 10(d)), designed to get a stiffness of 1000 N m^{-1} , leading to a resonance frequency of around 100 Hz . The coil is glued to one of the springs in order to be guided when vibrating. Inside each back iron, a washer in copper (paramagnetic) is inserted to limit the flux leakage. The height of these washers is equal to the maximal displacement amplitude of the coil. The springs are then put on the washers. Figure 11 shows an exploded view of the assembly (without the wiring of the coil). Finally, the generator volume is 10 cm^3 , and its weight is 23.27 g . The coil and its holder weigh 2.9 g . Figure 12 shows the realized generator without half of the back iron.

The generator is put on an horizontal shaker (Figure 13). The relative displacement of the coil is measured with a differential laser vibrometer. The shaker is driven at constant acceleration for varying frequencies from 50 to 160 Hz . First, the frequency behavior of the generator is studied, and the characteristic parameters are measured. In a second time, the harvested power on a load resistance or with the SMFE technique is evaluated.

Mechanical behavior

The displacement magnitude, the open-circuit voltage, and the short-circuit current are measured as a function of the frequency for excitation accelerations of 0.2 , 0.5 , and 1 g . The open-circuit displacement is shown in Figure 14. In these conditions, the maximum peak-to-peak displacement is around 1.1 mm . This displacement is lower than the theoretical one supposed to be reached at 2 g (the measured space inside the back iron

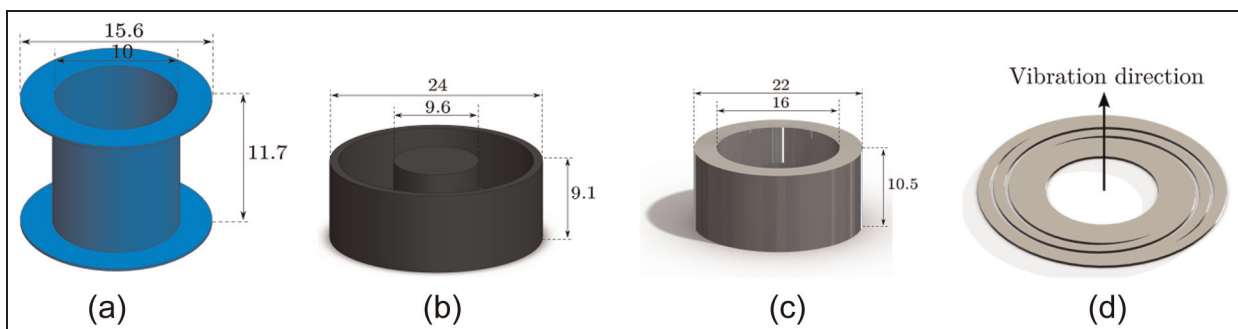


Figure 10. Schematics of the elements of the generator: (a) coil holder, (b) back iron, (c) magnet, and (d) spring.

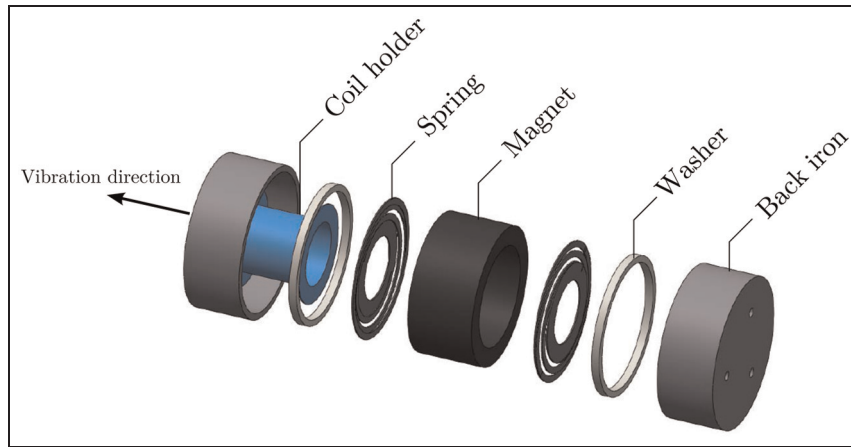


Figure 11. Exploded view drawing of the generator without the coil winding.

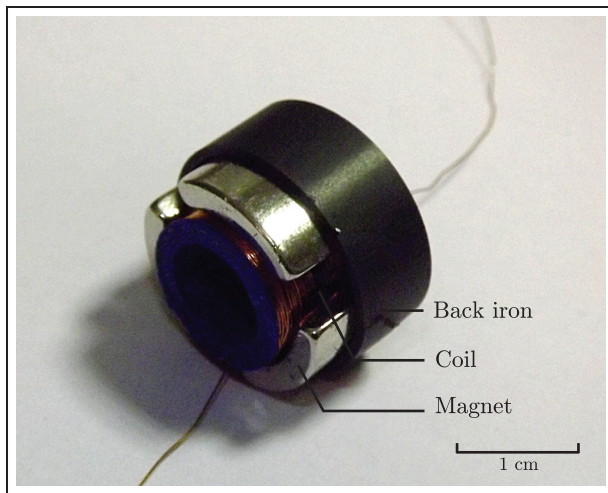


Figure 12. Picture of the generator without half of the back iron.

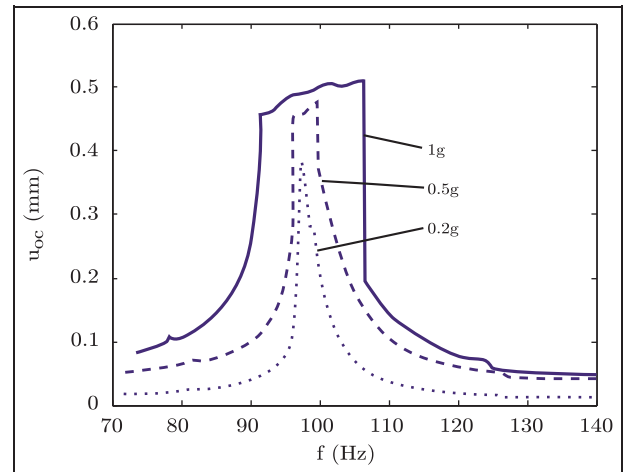


Figure 14. Relative displacement in open circuit as a function of the frequency for several accelerations.

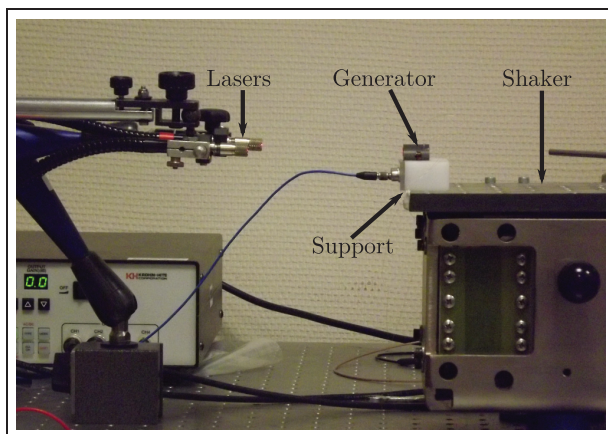


Figure 13. Picture of the experimental setup.

is 1.5 mm). This is due to a contact occurring between the moving parts at high acceleration and maybe because of an imperfect mechanical guiding of the coil. Thus, when the acceleration is high (0.5 g and beyond),

a nonlinear effect on the coil displacement is shown. This effect can be compared with the behavior of beams with bump stop (Liu et al., 2012). For low accelerations, the generator exhibits a linear behavior and resonates around 100 Hz.

As the chosen modeling is linear, the characteristic parameters are measured at 0.2 g in order to get consistent comparison. The mechanical quality factor is measured at 55, with an uncertainty of $\pm 10\%$, from the measurement of the open-circuit displacement as a function of the frequency at a weak excitation of 0.2 g. It is close to the factor used for theoretical simulations (equation (50)). The global mechanical stiffness is found as $K_{oc} = 1077 \text{ N m}^{-1}$, and the equivalent stiffness in short circuit is found as $K_{sc} = 1150 \text{ N m}^{-1}$.

Electrical characterization

The coil resistance is 3.9Ω . Its inductance, measured with an inductance meter, is 2.2 mH at 100 Hz. This

Table 6. Generator parameters experimentally determined at 0.2 g.

Parameter	Name	Value
Open-circuit resonance frequency	f_{oc}	96.8
Short-circuit resonance frequency	f_{sc}	100
Open-circuit stiffness	K_{oc}	1077
Short-circuit stiffness	K_{sc}	1145
Mechanical quality factor	Q_m	55
Resistance	r_L	3.9
Inductance	L_0	2.2
Electromechanical coefficient	β	1.3

Table 7. Characteristic parameters of the generator.

Parameter	Name	Value
Mechanical quality factor	Q_m	55
Resistive loss coefficient	ξ_e	1.4
Modified squared coupling coefficient	k_m^2	2.3

value, much lower than expected, is mainly due to the unexpected magnetic saturation of the back iron by the magnets. The contact between the two ferromagnetic parts has also a small influence on this value. The inductance has been measured without magnets at 35 mH, confirming the strong influence of the saturation on the inductance. This effect is due to a light oversizing of the magnets and an underestimation of the saturation effects in the design (the value of the ferrite saturation is supposedly lower than the datasheet).

The open-circuit voltage and displacement measurement allow the calculation of the electromechanical coefficient β according to the expression given in equation (20). It is evaluated as 1.3 Vs m^{-1}

$$\beta = \frac{v_M}{(\omega u_M)} \quad (20)$$

The resistive loss coefficient is calculated from r_L , L_0 , and ω_0 , according to its definition given in Table 2. Its value is 1.6 at 100 Hz. k_m^2 is calculated from the values of β , K , and L_0 as 2.3. Finally, the limit power of the generator is evaluated as 0.24 mW at 100 Hz and 0.2 g, from these measurements, and its definition is given in equation (5). These parameters are summed up in Tables 6 and 7.

Expected performances

Given these characteristic parameters, the operating point of the generator can be represented in the $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$ map. It is shown in Figure 5 by the operating point named A. Because of the saturation of the magnetic core, the realized generator is outside the target zone. However, it presents a high coupling

coefficient with a relatively low loss coefficient in comparison with generators in the literature. It is thus expected to harvest a maximum power between 90% and 99% of its limit power with the classical extraction technique.

In order to efficiently use the SMFE technique, an additional serial inductance is required. Adding an inductor, which exhibits intrinsic resistive losses, practically increases the resistance r_L of the generator, leading to the operating point named B in Figure 5. The performances are thus slightly decreased, and it is expected to harvest between 70% and 80% of the limit power with the SMFE technique.

Harvested power

First, a load resistor is connected to the end of the coil, and the harvested power using the classical technique is deduced from the power dissipated into this load. Its value ranges from 1 to 250 Ω . The power is measured for accelerations of 0.2 and 1 g and frequencies from 70 to 150 Hz.

At 0.2 g, a maximal power of 0.24 mW is harvested at 98 for an optimal load of 41 Ω (Figure 15(a)). This corresponds to 96% of the limit power calculated at 0.2 g. The bandwidth (defined as the frequencies for which more than half of the maximum power is harvested) is measured as 5 Hz.

At 1 g, 2.75 is harvested for an optimal load of 16 Ω and a frequency of 95 Hz (Figure 15(a)). This power corresponds to 45% of the limit power calculated at 1 g. The bandwidth is 10 Hz. In this case, due to the nonlinear effect on the displacement, the assumptions used for the model are not valid any more to predict the harvested power. The ratio P_R/P_{LIM} decreases, while in counterpart, the bandwidth is increased.

The power harvested with the SMFE technique is then measured as a function of the vibration frequency. An inductor of 32 mH and 2.4 Ω is added in series with the prototype.

At 0.2 g, the harvested power is shown in Figure 16(a). The plain line, named $P_{inductance}$, shows the power extracted from the coil, that is to say, the power would be harvested at the load if no losses occurred in the electronic circuit. This value corresponds to the theoretically calculated power. It is calculated from the value of the current at the switching time (i_{max}) and the frequency f , as shown in equation (21)

$$P_{inductance} = L_0 i_{max}^2 f \quad (21)$$

The dashed line, named P_{load} , is the actual power measured at the load. These measurements show that around 50% of the power is lost during the transfer from the coil to the load. A part of these losses occur in the electronic circuit whose components are not fully optimized yet. Another part is lost in the magnetic

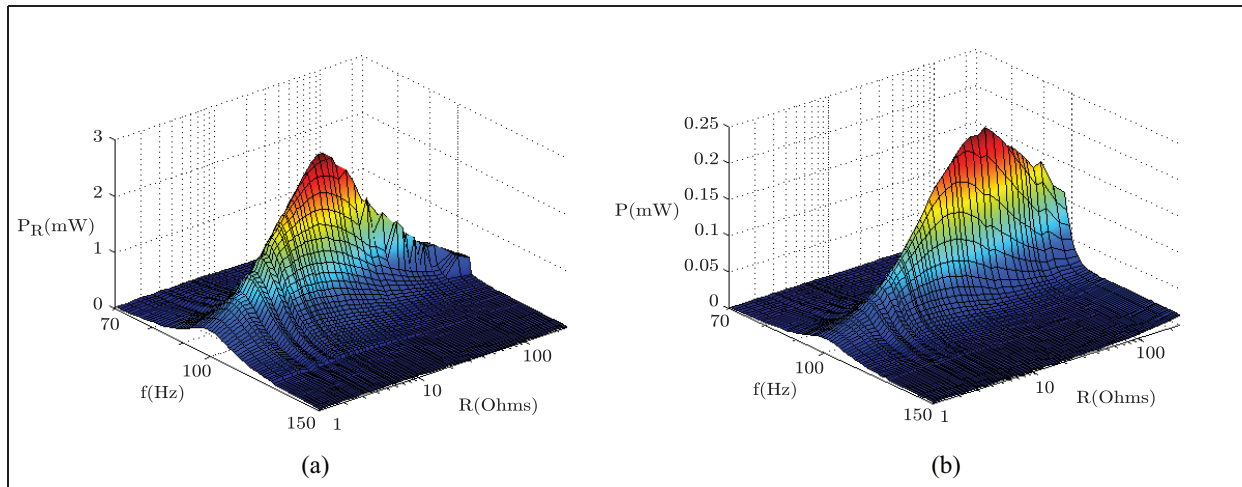


Figure 15. Harvested power as a function of the load resistance and the excitation frequency for accelerations of (a) 1 and (b) 0.2 g.

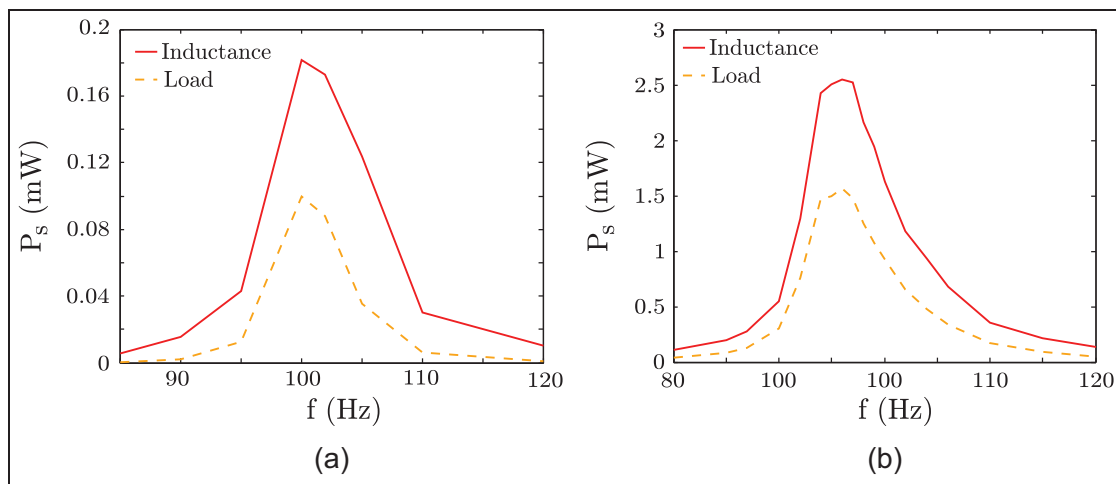


Figure 16. Harvested power with the SMFE technique, as a function of the frequency, for a load resistance of 10 kΩ and accelerations of (a) 0.2 and (b) 1 g. SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

circuit during the commutation. A maximum power of 0.18 mW (rectified power) is extracted from the coil and 0.10 are truly harvested at the load. The first value corresponds to 75% of the limit power.

At 1 g, the harvested power is shown in Figure 16(b). A maximal power of 2.6 mW (43% of the limit power) is extracted from the coil, and 1.6 mW at the load, for a frequency of 97 Hz.

To check the dependency of the power to the load, it is also studied as a function of the resistance value. The measurements are shown in Figure 17. From 200 Ω to 1.6 MΩ, more than half of the maximal power is harvested, which confirms the small dependency on the load in comparison with the classical technique. The measured voltages are superimposed in Figure 17, showing that 1–40 V are generated. The results for the classical technique and SMFE circuit are summarized in Table 8.

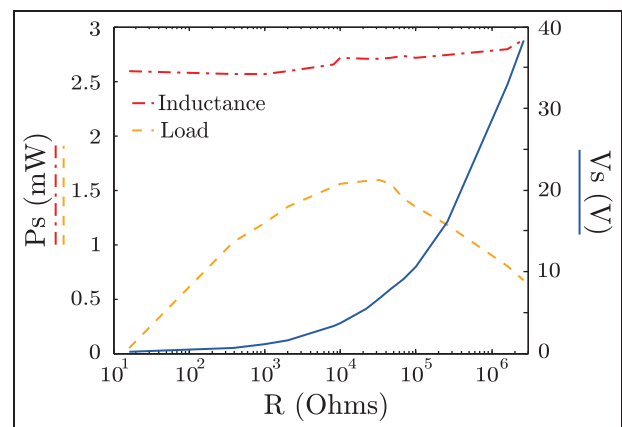


Figure 17. Harvested power (P_s) and voltage at the load (V_s) with the SMFE technique as a function of the load resistance for a frequency of 98 Hz at 1 g. SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

Table 8. Harvester power and bandwidth by the prototype.

	Classical technique		SMFE technique	
	0.2 g (linear)	1 g (nonlinear)	0.2 g (linear)	1 g (nonlinear)
P (mW)	0.24	2.75	0.18/0.1	2.6/1.6
$\underline{P} = P/P_{LIM}$ (%)	96	45	75/40	43/26
BP (Hz)	5	10	6	10
$\underline{P} \times \text{BP}$	4.8	4.5	4.5	4.3

SMFE: synchronized magnetic flux extraction.

Analysis

The characteristic parameters of the generator were evaluated for a linear behavior (at low acceleration). Its operating point in the $(k_m^2 \cdot Q_m, \xi_e)$ map is shown in Figure 5 (point A). When the inductance is added, the operating point moves from A to B. The performances are slightly decreased due to the added resistance. The amount of harvested power at 0.2 g with the classical extraction technique or with the SMFE technique (respectively 96% and 75% of the limit power) is in good concordance with the theoretical predictions, which confirms the validity of the model, as well as the relevance of the characteristic parameters criterion. A total of 96% of the limit power is generated with the classical technique, showing that it is possible for an EMG to harvest a large amount of its limit power.

For higher excitation amplitudes, the model is not predictive any more due to the nonlinear mechanical behavior of the generator: the ratio maximum power/limit power is decreased. At the same time, this effect causes an enlargement of the bandwidth, which could be exploited for wide-band applications. The generator could then be characterized by studying the product “normalized power \times bandwidth.” Indeed, this product, which equals 4.5 at 1 g and 4.8 at 0.2 g, remains almost the same whatever the acceleration.

Along with these results, the same practical advantages as those described in the study by Arroyo and Badel (2011) are highlighted for the SMFE technique: the dependency on the load is strongly reduced (from 1 k Ω to 10⁶ Ω), and rectified voltages ranging from 1 to 40 V are obtained. To perform fair comparisons between the harvested power with both circuits, we should consider the losses that would occur during the necessary electrical processing stages in the case of the classical technique. Namely, losses would occur in the rectifier and DC/DC converter, and the implementation of the maximum power point tracking (MPPT) strategy that should be used to adapt the impedance would require to be self-powered. On the contrary, the measured amount of power harvested with the SMFE technique takes into account all the

losses in the circuit and can be practically directly used.

Finally, the operating point of the theoretical optimized generator is shown by the point T in Figure 5. The tested generator appears not to be in the target area because of the inductance value lower than expected, while the electromechanical coupling (β) is high enough in comparison with theoretical predictions. Inductance measurements without the magnets have shown that this is due to the strong saturation of the ferromagnetic back iron. Decreasing the inductance has led to increase in the losses coefficient and the coupling coefficient at the same time, without diminishing the amount of normalized harvested power, which explains the good performances of the realized generator.

Conclusion

This article presents a new structure of EMG based on a closed ferromagnetic back iron. Contrary to previously developed generators, the structure considered here aims at showing an inductive behavior in order to get a low resistive loss coefficient and to take advantage of the SMFE strategy. A normalized model is used to optimize the generator, which was realized and tested either with a classical extraction technique or with a synchronous extraction circuit (SMFE technique). This generator proved that harvesting more than 95% of the limit power can be achieved using an EMG. Moreover, the utility of using the SMFE approach to tackle the rectification and the matching impedance issue was demonstrated, even if the targeted characteristic parameters were not reached. Finally, at 1 g and 100 Hz, 1.6 mW of directly usable rectified power was harvested. Future studies aim at making a second prototype cheaper and more efficient in concordance with our objectives and at developing the self-supply of the electronic circuit.

Funding


This study was supported by the French National Research Agency (contract ANR-11-JS09-002-01), the Fondation CETIM, and Assemblée des Pays de Savoie.

References

- Arroyo E and Badel A (2011) Electromagnetic vibration energy harvesting device optimization by synchronous energy extraction. *Sensors and Actuators A: Physical* 171: 266–273.
- Arroyo E, Badel A, Formosa F, et al. (2012) Comparison of electromagnetic and piezoelectric vibration energy harvesters: model and experiments. *Sensors and Actuators A: Physical* 183: 148–156.
- Beeby SP, Torah RN, Tudor MJ, et al. (2007) A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering* 17: 1257–1265.
- Bouendou E, Greiner A, Smith PJ, et al. (2009) An efficient low cost electromagnetic vibration harvester. In: *The 9th international workshop on micro and nanotechnology for power generation and energy conversion applications, December 1-4 2009, Washington DC, USA (Power MEMS 2009)*. Washington, DC, December, pp. 320–323.
- El-hami M, Glynn-Jones P, White NM, et al. (2001) Design and fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator. *Sensors and Actuators A: Physical* 92: 335–342.
- Elvin N and Elvin A (2011) An experimentally validated electromagnetic energy harvester. *Journal of Sound and Vibration* 330: 2314–2324.
- FerroSolutions (n.d.). Ferro Solutions. <http://www.ferrosi.com/>
- Glynn-Jones P, Tudor M, Beeby S, et al. (2004) An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems. *Sensors and Actuators A: Physical* 110: 344–349.
- Lefeuvre E (2005) Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 16: 866–876.
- Liu H, Lee C, Kobayashi T, et al. (2012) Investigation of a MEMS piezoelectric energy harvester system with a frequency-widened-bandwidth mechanism introduced by mechanical stoppers. *Smart Materials and Structures* 21: 035005.
- Lu WL, Hwang YM, Pan CT, et al. (2011) Analyses of electromagnetic vibration-based generators fabricated with LTCC multilayer and silver spring-inducer. *Microelectronics Reliability* 51: 610–620.
- Oliver JM and Priya S (2009) Design, fabrication, and modeling of a four-bar electromagnetic vibration power generator. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 21: 1303–1316.
- Owens B and Mann BP (2012) Linear and nonlinear electromagnetic coupling models in vibration-based energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration* 331: 922–937.
- Perpetuum (n.d.) The global leader in vibration energy harvesting. <http://www.perpetuum.com>
- Rahimi A, Zorlu O, Muhtaroglu A, et al. (2011) A compact electromagnetic vibration harvesting system with high performance interface electronics. *Euroensors XXV*: 215–218. Available at: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1877705811057225>
- Saha C, O Donnell T, Wang N, et al. (2008) Electromagnetic generator for harvesting energy from human motion. *Sensors and Actuators A: Physical* 147: 248–253.
- Sardini E and Serpelloni M (2011) An efficient electromagnetic power harvesting device for low-frequency applications. *Sensors and Actuators A: Physical* 172: 475–482.
- Von Büren T and Tröster G (2007) Design and optimization of a linear vibration-driven electromagnetic micro-power generator. *Sensors and Actuators A: Physical* 135: 765–775.
- Williams CB and Yates RB (1996) Analysis of a micro-electric generator for microsystems. *Sensors and Actuators A: Physical* 52: 8–11.
- Zhu D, Beeby SP, Tudor MJ, et al. (2011) A planar electromagnetic vibration energy harvester with a Halbach array. In: *The 11th international workshop on micro and nanotechnology for power generation and energy conversion applications, November 15-18 2011, Seoul, Republic of Korea (Power MEMS)*. Seoul, Republic of Korea, November, pp. 347–350.

Piezoelectric vibration energy harvesting by optimized synchronous electric charge extraction

Yipeng Wu¹, Adrien Badel¹, Fabien Formosa¹, Weiqun Liu¹ and Amen E Agbossou²

Journal of Intelligent Material Systems and Structures
24(12) 1445–1458
© The Author(s) 2012
Reprints and permissions:
sagepub.co.uk/journalsPermissions.nav
DOI: 10.1177/1045389X12470307
jim.sagepub.com


Abstract

This article presents a novel nonlinear energy extraction technique for piezoelectric vibration energy harvesting. The proposed approach is an improvement of the previous technique, “synchronous electric charge extraction,” which is the first that optimizes the harvested power whatever the connected load. The new approach is then named as “optimized synchronous electric charge extraction.” Compared with synchronous electric charge extraction, the conversion effectiveness is enhanced while simplifying the electronic circuitry and the switch control strategy. The analytical expression of the harvested powers is derived for a classical electromechanical structure. Finally, theoretical predictions confirmed by experimental results show that optimized synchronous electric charge extraction increases the harvested power for a very large range of load resistance, which is a favorable characteristic for wideband vibration energy harvesting.

Keywords

Energy harvesting, piezoelectric, energy extraction circuit, wideband

Introduction

With the fast development of modern science and technology, an increasing number of ultralow powered microelectronic devices (embedded sensors, medical implants, wireless communication nodes, and so on) have been applied in numerous fields. At present, almost all of them are powered by electrochemical batteries that limit their size, weight, and lifespan. Therefore, extracting ambient energy from the environment to replace disposable batteries has attracted much interest (Beeby et al., 2006). Several energy sources can achieve this purpose, for instance, solar and thermal energies (Grätzel, 2005; Hande et al., 2007; Ujihara et al., 2007). However, since mechanical vibrations exist in most systems (Sodano and Inman, 2005), vibration energy harvesting devices (VEHDs), which are made up of a mechanical oscillating structure, an electromechanical transducer, and an electrical energy extraction circuit are also good candidates. In this article, piezoelectric elements are chosen to convert ambient vibration energy into electricity because of their high energy densities and promising integration potential (Anton and Sodano, 2007).

Comparing with solar cells or traditional batteries, the energy density of VEHD remains however very low, partly because of intrinsic limitations, and partly

because the potentiality of piezoelectric materials to convert ambient vibrations has not been fully exploited yet. Ways of improving VEHD performances concern the mechanical oscillating structure and the energy extraction circuit. Regarding the former, advanced nonlinear mechanical oscillators, especially bistable ones, have been investigated, leading to demonstrators whose bandwidth is much larger than those of linear oscillators (Andò et al., 2010; Formosa et al., 2009; Ramlan et al., 2009). This article focuses on the latter.

The simplest extraction circuit called standard (classical) interface circuit consists of a full-bridge rectifier and a smoothing capacitor. However, the harvested power is usually limited and dependent on the load impedance. A DC/DC converter can be used for impedance adaptation or for voltage regulation (Ottman et al., 2003; Ramadass and Chandrakasan, 2010), but

¹Laboratoire Systèmes et Matériaux pour la Mécatronique, Université de Savoie, Annecy le Vieux, France

²Laboratoire Optimisation de la Conception et Ingénierie de l'Environnement, Université de Savoie, Le Bourget du Lac, France

Corresponding author:

Adrien Badel, Laboratoire Systèmes et Matériaux pour la Mécatronique, Université de Savoie, 5 Chemin de Bellevue, 74944 Annecy le Vieux, France.

Email: adrien.badel@univ-savoie.fr

relatively complicated maximum power point tracking (MPPT) algorithm must be used to ensure maximal energy conversion.

As an alternative, many nonlinear energy extraction approaches have been developed to optimize the energy conversion. The first published approach, called “synchronized switch harvesting on inductor” (SSHI), consist in connecting an electrical switch and an inductor to the piezoelectric element in parallel (Badel et al., 2006) or series (Badel et al., 2006); the switch is triggered at the displacement extremes. The nonlinear effect generated on the piezoelectric voltage drastically enhances the harvested power under the same vibration conditions, especially in weak electromechanical coupling structures (Liang and Liao, 2011; Lien et al., 2010; Shu et al., 2007).

However, the SSHI circuits are still dependent on the load. The maximal power is obtained for a specific matching impedance, whose value depends on the vibration frequency, which is a big issue especially for wideband vibrations.

To tackle this drawback, several other techniques allowing an optimized harvested power for a large range of load impedances have been proposed, for example, the double synchronized switch harvesting (DSSH) technique (Lallart et al., 2008), the enhanced synchronized switch harvesting (ESSH) technique (Shen et al., 2010), and the initial energy injection technique (Lallart and Guyomar, 2010). In practice, these three circuits are all designed based on the synchronous electric charge extraction (SECE) technique proposed by Lefeuvre et al. (2005), which is the first energy harvesting technique addressing the issue of load impedance matching without additional load adaptation interface. In addition, the SECE circuit has already been successfully applied to harvest broadband, random vibration energy (Lefeuvre et al., 2007). Comparing with the SECE technique, though the other three techniques increase the harvested power, at the same time, the circuits and switch control strategies become much more complicated, which makes them hard to be self-powered. Although ESSH interface circuit has been truly self-powered, it needs an extra piezoelectric element to provide initial energy and then generates the switch control signal, so it cannot work continuously (Shen et al., 2010). Incidentally, to the author’s knowledge, the other circuits including the SECE circuit have not been self-powered yet.

This article proposes a new nonlinear energy extraction architecture also based on the SECE technique; it optimizes both the switch control strategy and the harvested power. It is named as “optimized synchronous electric charge extraction” (OSECE) technique. The switch control strategy is the same as the one in the synchronized switch damping on inductor (SSDI) circuit that is used to suppress vibrations (Ji et al., 2012; Richard et al., 1999). The SSDI circuit has already been successfully self-powered using an analog peak detector

and switching circuit (Lallart et al., 2008). The OSECE approach could be easily self-powered using a similar circuit. Because the dependency of the harvested power to the load impedance is strongly reduced, it is more suitable for wideband vibration energy harvesting. However, in order to clearly explain the principle of this technique, all the results in this article are still derived from a simple linear electromechanical structure, presented at the beginning of section “Energy extraction circuits: presentation and comparative study,” excited by a sinusoidal external force near its resonance frequency. The operation principle of the proposed OSECE technique is presented and theoretically compared with standard and SECE circuits in the next section. Finally, predictions are compared with experimental results in section “Experimental results.”

Energy extraction circuits: presentation and comparative study

Electromechanical model

The classical electromechanical structure for VEHD is a linear oscillator, which is usually constituted by a cantilever beam with bonded piezoelectric elements. This kind of structure is able to amplify the ambient vibration, provided that the excitation vibration spectrum matches its resonance frequency. In linear mechanical operating conditions (small perturbations), a {mass M + spring K_S + damper D + piezoelectric} system with a single degree of freedom can provide a relevant description (Tang and Zuo, 2011). Figure 1 shows a schematic of this equivalent model allowing the analytical calculation of the harvested power for various energy extraction circuits to be performed.

The dynamic equilibrium equation of this system is given by equation (1) in which F_P is the restoring force due to the piezoelectric element on the structure. According to the piezoelectric equations, the relation between the mechanical variables (u , F_P) and the electrical variables (I , V) can be expressed by equations (2) and (3), where K_{PSC} is the short-circuit stiffness of the piezoelectric element, C_0 is the clamped capacitance of

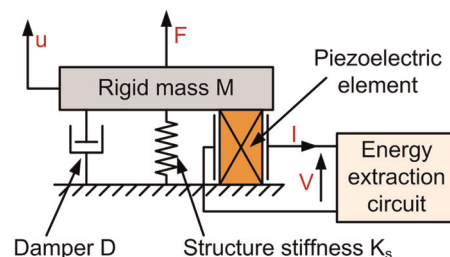


Figure 1. Schematic representation of the electromechanical structure for VEHD.
VEHD: vibration energy harvesting device.

the piezoelectric element, and α is the piezoelectric force–voltage coefficient

$$M\ddot{u} = F - F_P - K_s u - D\dot{u} \tag{1}$$

$$F_P = K_{PSC}u + \alpha V \tag{2}$$

$$I = \alpha\dot{u} - C_0\dot{V} \tag{3}$$

As both stiffnesses act in the same way on the mass M , a global equivalent stiffness K_{SC} is defined in equation (4) for short-circuited condition. The electromechanical coupling coefficient k describing the energy conversion effectiveness between electrical and mechanical forms in the VEHD is given in equation (5). It is of course much lower than piezoelectric electromechanical coupling coefficient itself. In order to simplify the theoretical power expressions given in the following section, a modified coupling coefficient k_m is defined as equation (6). Arroyo et al. (2012) showed that it gives also information about the ability of the VEHD to convert the energy. Another important dimensionless parameter is the mechanical quality factor Q_m (equation (7)), which is inversely proportional to the mechanical losses

$$K_{SC} = K_{PSC} + K_s \tag{4}$$

$$k^2 = \frac{\alpha^2}{K_{SC}C_0 + \alpha^2} \tag{5}$$

$$k_m^2 = \frac{k^2}{1 - k^2} = \frac{\alpha^2}{K_{SC}C_0} \tag{6}$$

$$Q_m = \frac{\sqrt{K_{SC}M}}{D} \tag{7}$$

According to equations (2) and (4), equation (8) is set to substitute equation (1). The energy equation (9) is obtained by multiplying both terms of equation (8) by the velocity and integrating over the time variable. It clearly shows that the energy provided by the external force is divided into kinetic energy, potential elastic energy, mechanical losses, and the energy extracted from the piezoelectric element. The latter is composed of the harvested energy, energy losses in the interface circuit as well as electrostatic energy stored on the piezoelectric element. This energy balance will be used in the following to calculate the harvested power

$$M\ddot{u} = F - K_{SC}u - D\dot{u} - \alpha V \tag{8}$$

$$\int F\dot{u}dt = \frac{1}{2}M\dot{u}^2 + \frac{1}{2}K_{SC}u^2 + \int D\dot{u}^2 dt + \int \alpha V\dot{u}dt \tag{9}$$

Three energy extraction principles will be theoretically developed and compared: the standard, the SECE, and the OSECE interfaces. The following two cases will be considered:

- *Case I—constant vibration amplitude of the inertial mass.* The harvested power is obtained in

a configuration where the vibration amplitude (u_M) of the inertial mass is constant. This case corresponds either to weakly coupled structures or to structures excited far from their resonances.

- *Case II—constant ambient acceleration.* The VEHD is excited at its resonance frequency by a constant amplitude sinusoidal force (F_M). Due to the damping effect induced by the energy harvesting process, the vibration amplitude is affected as a function of the electromechanical coupling factor. This case also corresponds to inertial VEHD driven at constant external acceleration γ , in which case $F = M\gamma$ (Arroyo et al., 2012).

Standard circuit

The standard energy extraction circuit is shown in Figure 2. It includes a full-bridge rectifier and a smoothing capacitor (C_r). If the electronic module exhibits a linear behavior, it can be simply represented by its load resistance (R_L). It is assumed that the external excitation force F is closed to the resonance frequency of the structure. The full-bridge rectifier is assumed to be ideal and the rectified voltage is ripple-free.

Case 1. From Lefeuvre et al. (2005), the harvested power can be expressed as a function of the displacement amplitude u_M (equation (10)), where ω is the angular frequency of the excitation force

$$P_u^{\text{standard}} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} = \frac{R_L\alpha^2\omega^2}{(R_L C_0\omega + \frac{\pi}{2})^2} u_M^2 \tag{10}$$

Following the procedure described in Arroyo et al. (2012), a dimensionless parameter corresponding to the load resistance is defined as equation (11). Whenever this dimensionless parameter value is 1, the load resistance maximizes equation (10). The latter can then be written again as equation (12) with $\omega = \sqrt{K_{SC}/M}$

$$\zeta_R = \frac{(2R_L C_0\omega)}{\pi} \tag{11}$$

$$P_u^{\text{standard}} = \frac{2\zeta_R k_m^2}{\pi(1 + \zeta_R)^2} M\omega(\omega u_M)^2 \tag{12}$$

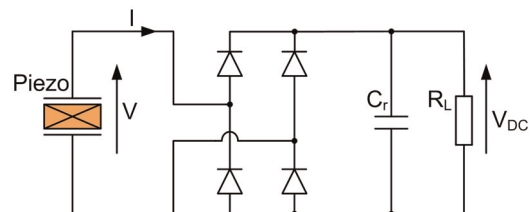


Figure 2. Standard circuit.

The maximal value of the harvested power is then given by equation (13). It is proportional to the inertial mass M , to the vibration angular frequency ω , to the squared coupling coefficient k_m , and to the squared vibration velocity amplitude (ωu_M). In the following, in order to make the harvested powers as independent as possible from the structure parameters, powers in case I will all be normalized with respect to the maximal power in the standard case (equation (14))

$$P_u^{\text{standard-max}} = \frac{k_m^2}{2\pi} M \omega (\omega u_M)^2 \quad (13)$$

$$\bar{P}_u^{\text{standard}} = 4 \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2} \quad (14)$$

Case II. From Lefeuvre et al. (2005), the harvested power can be expressed as a function of the force amplitude F_M (equation (15))

$$P_F^{\text{standard}} = \frac{R_L \alpha^2}{(R_L C_0 \omega + \frac{\pi}{2})^2} \frac{F_M^2}{\left[D + \frac{2R_L \alpha^2}{(R_L C_0 \omega + \frac{\pi}{2})^2} \right]^2} \quad (15)$$

Previous studies have shown that the maximal power that can be harvested is given by equation (16), whatever the energy extraction approach is. Using the dimensionless parameters k_m , Q_m , and ζ_R , and normalizing the harvested power in case II with respect to P_F^{max} gives equation (17)

$$P_F^{\text{max}} = \frac{F_M^2}{8D} \quad (16)$$

$$\bar{P}_F^{\text{standard}} = \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2} k_m^2 Q_m \right]^2} \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2} \quad (17)$$

SECE circuit

The SECE technique consists in extracting all the electric charges accumulated on the piezoelectric element periodically and transferring the corresponding amount of electric energy to the circuit load. Although this circuit has already been presented in the study of Lefeuvre et al. (2005), the theoretical development proposed hereafter includes some electrical losses that were not taken into account in the previous study.

Figure 3 shows a possible implementation of SECE strategy: On the transformer's primary side, the piezoelectric element is connected to a full-bridge rectifier, followed by the primary inductance L_1 in series with an electronic switch S . The secondary inductor L_2 is connected to a rectifying diode D , followed by a smoothing capacitance C_r and an equivalent load resistance R_L .

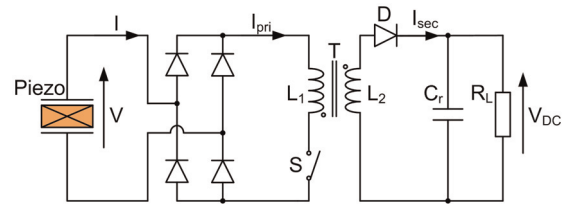


Figure 3. SECE circuit.
SECE: synchronous electric charge extraction.

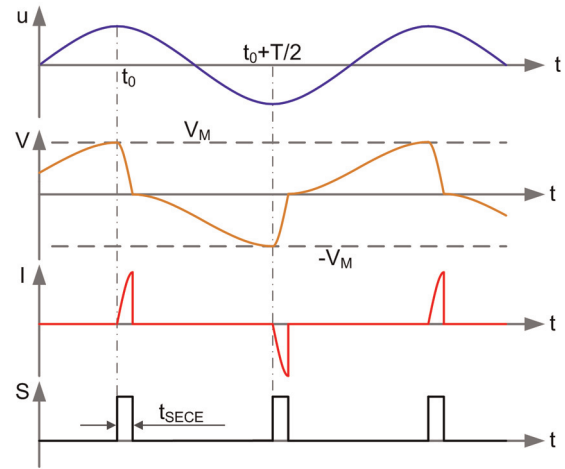


Figure 4. SECE waveforms of displacement (u), voltage (V), current (I), and switch control signal (S).
SECE: synchronous electric charge extraction.

Some assumptions are made in order to simplify analytical calculation: the magnetic circuit is linear and coupling between the primary and secondary windings is ideal; on-state voltage drops of switches and diodes are neglected; and the output voltage V_{DC} is ripple-free. Figure 4 shows the theoretical waveforms of displacement, piezoelectric voltage, and current, as well as the switch control signal.

Most of the time, the piezoelectric element is in open-circuit configuration (S open). As soon as the displacement reaches an extremum (maximum or minimum), so do the voltage on the piezoelectric element ($\pm V_M$), as it is proportional to the structure displacement. The switch S is then closed for a short time t_{SECE} . Considering the capacitive behavior of the piezoelectric element, the left part of the circuit is an oscillating $r_I L_1 C_0$ circuit (where r_I is some equivalent resistance encompassing the resistive and magnetic losses). The differential equation governing the electrical charge q_0 on the piezoelectric element is given by equation (18). Considering the initial conditions $q_0(0) = C_0 V_M$ and $\dot{q}_0(0) = 0$, the current I_{pri} can be expressed as equation (19), where ω_I and Q_I are the natural angular frequency and the quality factor of this oscillating circuit, respectively (equation (20))

$$L_1 \ddot{q}_0 + r_I \dot{q}_0 + \frac{q_0}{C_0} = 0 \tag{18}$$

$$I_{pri} = \dot{q}_0 = C_0 V_M \frac{\omega_I}{\sqrt{1 - (1/2Q_I)^2}} \times \sin\left(\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q_I}\right)^2} \omega_I t\right) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \tag{19}$$

$$\omega_I = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_0}}, \quad Q_I = \frac{1}{r_I} \sqrt{\frac{L_1}{C_0}} \tag{20}$$

Because the switch S is closed and the diodes are assumed ideal, the voltage across the piezoelectric element equals the voltage across the primary inductor. Thus, it can be expressed as

$$V = L_1 \ddot{q}_0 = \frac{V_M}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q_I}\right)^2}} \cos\left(\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q_I}\right)^2} \omega_I t + \arcsin\left(\frac{1}{2Q_I}\right)\right) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \tag{21}$$

To limit electromagnetic losses, the quality factor Q_I should be as large as possible. If it is larger than 5, $1/2Q_I$ is a small value compared to 1, the second-order term $(1/2Q_I)^2$ can be ignored, and the phase difference between the voltage and the current can be considered as $\pi/2$. Equations (19) and (21) can then be simplified into equations (22) and (23), respectively

$$I_{pri} = \sqrt{\frac{C_0}{L_1}} V_M \sin(\omega_I t) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \tag{22}$$

$$V = V_M \sin\left(\omega_I t - \frac{\pi}{2}\right) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \tag{23}$$

The switch is open again as soon as the voltage across the piezoelectric element reaches 0. From equation (23), $t_{SECE} = \pi/2\omega_I$. Thus, the value of the current flowing through L_1 at this moment can be expressed as equation (24) and corresponds to a maximum

$$I_{pri} = I_M = \sqrt{\frac{C_0}{L_1}} V_M e^{-\frac{\pi}{4Q_I}} \tag{24}$$

During the switch closing time, all the accumulated electric charges on the piezoelectric element are extracted and most part are transferred to the transformer primary inductor L_1 , except the losses in the equivalent resistance r_I . It is called electric charge extraction phase, the energy stored on the inductor L_1 after this process can be expressed as equation (25), and it is assumed to be totally discharged through L_2 to the load circuit $\{C_r, R_L\}$ at last

$$E_{extr} = \frac{1}{2} L_1 I_M^2 = \frac{1}{2} C_0 V_M^2 e^{-\frac{\pi}{2Q_I}} \tag{25}$$

Except during the energy extraction phases, the rectifier is blocked and the piezoelectric current I is null. Integrating equation (3) over the time between instant t_0 and $t_0 + T/2$ leads to equation (26) that gives the relationship between the maximum voltage V_M and the displacement amplitude u_M .

Case I. As the electric charge is extracted twice a vibration period, according to equations (25) and (26), the expression of the harvested power is then given by equation (27) as a function of the displacement amplitude. Using equation (13), the normalized power in case I is finally given by equation (28)

$$V_M = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \tag{26}$$

$$P_u^{SECE} = \frac{2\alpha^2 \omega}{\pi C_0} e^{-\frac{\pi}{2Q_I}} u_M^2 \tag{27}$$

$$\bar{P}_u^{SECE} = 4e^{-\frac{\pi}{2Q_I}} \tag{28}$$

Case II. The electromechanical system's energy balance during half a vibration period is considered between t_0 and $t_0 + T/2$. Since the kinetic energy is null and the elastic energy is the same at those two instants, the external mechanical energy provided to the system is distributed into the mechanical losses and the electrical energy extracted from the piezoelectric element, as shown in equation (29)

$$\int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} F \dot{u} dt = D \int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} \dot{u}^2 dt + \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \tag{29}$$

As the system works at the resonance frequency, it can be assumed that the structure displacement remains sinusoidal; for low mechanical damping, the external force and the velocity are in phase. Under these assumptions, the energy balance can be simplified, leading to the expression (30) of the displacement amplitude u_M as a function of the external force amplitude F_M . Then, using equation (27), the harvested power can be easily expressed as a function of the external force amplitude. The normalization of the harvested power with respect to P_F^{\max} leads to equation (31).

These results are consistent with Lefeuvre et al. (2005), but losses in the left part of the circuit are now taken into account during the electric charge extraction phases

$$u_M = \frac{F_M}{D\omega + 4\alpha^2/\pi C_0} \tag{30}$$

$$\bar{P}_F^{SECE} = \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left(\frac{\pi}{4} + k_m^2 Q_m\right)^2} e^{-\frac{\pi}{2Q_I}} \tag{31}$$

The normalized powers derived for this technique in the two cases show that they do not depend on the load impedance, which is notably favorable for wideband vibration energy harvesting. In addition, comparing equation (28) with equation (14) shows that this technique also increases the power density.

The main drawback of this technique is that the switch control strategy is very sensitive and difficult to be self-powered. t_{SECE} is brief and should be very accurate. If it is too short, the electric charge accumulated on the piezoelectric element will only be partly extracted; if it is too long, the electric energy stored in the inductor will be gradually dissipated on r_L .

OSECE circuit

For the aforementioned reasons, a new energy extraction circuit based on the SECE circuit but with a simplified switch control strategy is proposed. Figure 5 shows the schematic of this circuit. A transformer with two primary windings and one secondary winding divides this interface circuit into two parts. The left part of this circuit is very similar to the SSDI circuit (Richard et al., 1999), including the switch control signal. The right part is just the same as the SECE.

Comparing with the original SECE circuit, there is only one diode between the piezoelectric element and the primary inductor, which decreases the losses due to the diodes threshold voltages. Moreover, contrary to the SECE circuit, it can be seen that the negative pole of the piezoelectric element can be directly connected to the same “ground” as the load circuit. This could greatly simplify the implementation of VEHD since there is only one “ground” in this system. These modifications would also be proven to enhance the energy density on the piezoelectric element. Using the same assumptions as for SECE, Figure 6 shows the three stages of operation principle of this approach during one semi-period, and Figure 7 shows the detailed waveforms of voltages and currents.

Before the first stage ($t < 0$ in Figure 7), the displacement u is supposed to be increasing; the switches and diodes conditions are the following: S_1 is open, S_2 is closed, D_1 is on, and D_2 is off. The piezoelectric element is open-circuited, and the voltage V is then in phase with the displacement u .

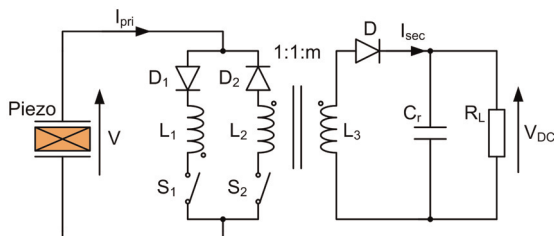


Figure 5. OSECE circuit. OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

Stage 1 (Figure 6(a)) starts as soon as the displacement reaches a maximum (the voltage on the piezoelectric element is also maximal as they are in phase); the switch S_2 is opened and the switch S_1 is closed. At this

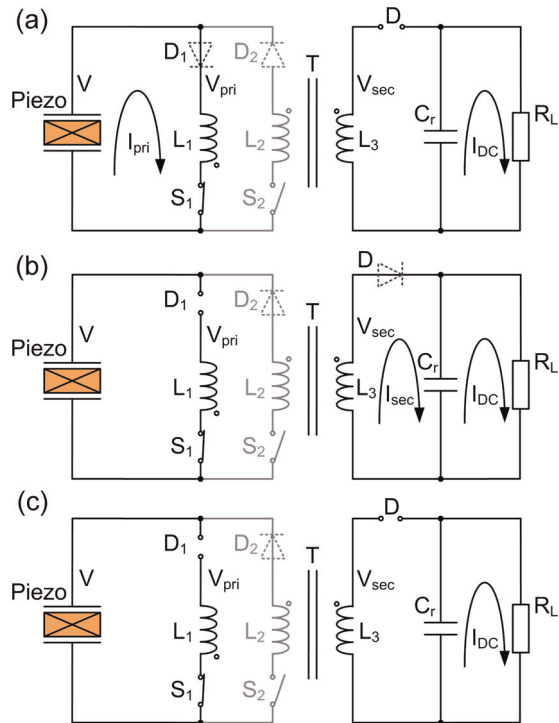


Figure 6. Energy conversion principle of the OSECE circuit: (a) stage 1: Switch S_2 is opened and switch S_1 is closed at the moment when the displacement reaches a maximum; (b) stage 2: When V_{sec} reaches V_{DC} , the secondary winding immediately starts conducting, and the piezoelectric element is in open-circuit condition again; and (c) stage 3: Energy transfer is finished as soon as the current I_{sec} becomes 0. OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

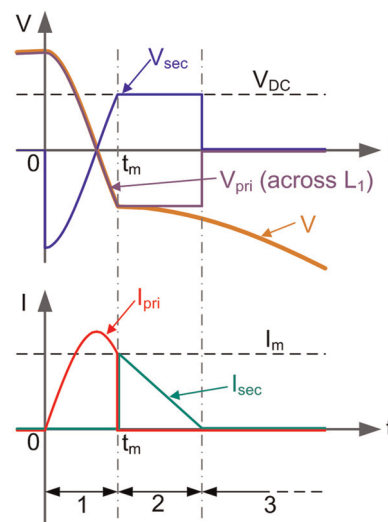


Figure 7. OSECE waveforms of the voltages and currents around the energy extraction phases ($m = 1$). OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

moment, diode D_1 is conducting, so the primary inductor L_1 is connected to the piezoelectric element. Due to the capacitive behavior of the piezoelectric element, this part of the circuit will work as an oscillating circuit for the short time t_m , as shown in Figure 7. As previously shown for the SECE approach, the current in this circuit and the voltage across the primary inductor can be expressed by equations (32) and (33), respectively. The voltage across the secondary winding can be expressed by equation (34). The two voltages V_{pri} and V_{sec} are shown in Figure 7, respectively (for $t < 0$, V_{pri} is actually the voltage across the second primary inductor L_2).

Stage 1 ends when V_{sec} reaches V_{DC} at $t = t_m$. The energy stored in the transformer is then expressed by equation (35), where I_m is the value of the current in the primary inductor at this specific time. The range value of t_m is given in equation (36)

$$I_{pri} = \sqrt{\frac{C_0}{L_1}} V_M \sin(\omega_I t) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \quad (32)$$

$$V_{pri} = V = V_M \cos(\omega_I t) e^{-\frac{\omega_I t}{2Q_I}} \quad (33)$$

$$V_{sec} = -mV_{pri} \quad (34)$$

$$E_{extr} = \frac{1}{2} L_1 I_m^2 = \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}} \quad (35)$$

$$\frac{\pi}{2} < \omega_I t_m < \pi \quad (36)$$

During stage 2 (Figure 6(b)), V_{sec} equals V_{DC} , and the extracted energy expressed by equation (35) is transferred from the secondary to the circuit load. The voltage across the diode D is no longer reverse biased, so the secondary winding is connected to the load and V_{sec} is kept constant till the current I_{sec} becomes 0. According to the transformer principle, V_{pri} is also kept constant. Since the displacement of the mechanical structure is still decreasing, so do the voltage V on the piezoelectric element. During this phase, the diode D_1 is reverse biased since V is lower than V_{pri} , and then the piezoelectric element is in open-circuit.

Stage 3 occurs (Figure 6(c)) when the energy stored in the transformer is completely transferred to $\{C_r, R_L\}$ circuit (i.e. when the current I_{sec} reaches 0). During this stage, the capacitor C_r continues to supply uninterrupted voltage to the load R_L . The vibration displacement is still decreasing; the switches and diodes conditions are the following: S_1 is closed, S_2 is open, D_1 is off, and D_2 is on. This stage will end when the displacement reaches a minimum. The next stages will be similar to stages 1–3 but with reverse piezoelectric voltage and through the second primary inductor.

Finally, Figure 8 shows the OSECE typical waveforms of the displacement, the piezoelectric voltage, and current, as well as the switch control signal for one full period. When the displacement reaches a minimum

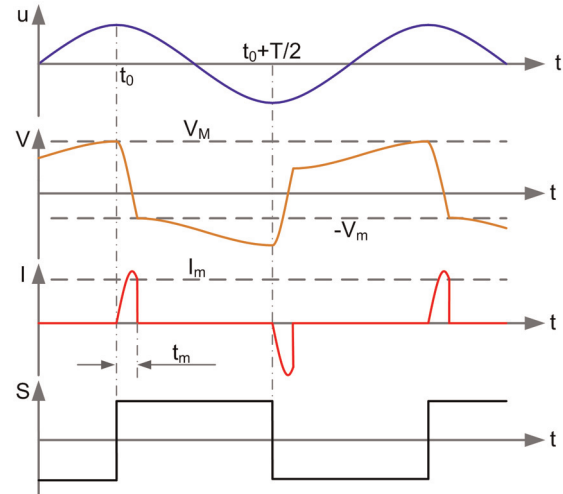


Figure 8. OSECE waveforms of displacement (u), voltage (V), current (I), and switch control signal (S). OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

or a maximum, the switch states are reversed, and the charges accumulated on the piezoelectric element are transferred to the inductor. When the value of the current reaches its maximum, all the electric charges have been extracted, and the voltage on the piezoelectric element is zero. At this moment, as the switch is still closed and the diode is in conduction state, the energy stored in the inductor will flow back to the piezoelectric element. This gives an initial voltage on the piezoelectric element similarly to the initial energy injection technique (Lallart and Guyomar, 2010).

When V_{sec} reaches V_{DC} , the piezoelectric element is open-circuited again because the diode in series with the closed switch will be reverse biased. The voltage V_m on the piezoelectric element is then equal to the voltage across the primary inductor and is given by equation (37). The extracted energy stored in the magnetic field of the transformer is then transformed to the $\{C_r, R_L\}$ circuit, which leads to equation (38). As the piezoelectric element is open-circuited, the outgoing current I is null. Integrating equation over the time between instant t_0 and $t_0 + T/2$ leads to equation (39) that gives the relationship between the maximum piezoelectric voltage V_M and the displacement amplitude u_M

$$V_m = \frac{V_{DC}}{m} = -V_M \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}} \quad (37)$$

$$E_{extr} = \frac{V_{DC}^2 \pi}{R_L \omega} \quad (38)$$

$$V_M = V_m + \frac{2\alpha}{C_0} u_M \quad (39)$$

Case 1. The extracted energy during half a vibration period is given by equations (35) and (38); from these

equations and from equations (37) and (39), the load voltage V_{DC} can be expressed as a function of the displacement amplitude u_M , the circuit load resistor R_L , the windings turns ratio m , and the quality factor Q_I of the oscillating circuit (equation (40)). Then, the harvested power in case I is given by equation (41). Using equation (13), the corresponding normalized power is finally given by equation (42)

$$\begin{cases} V_{DC} = -\frac{2m\alpha}{C_0} \frac{\cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}}{1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}} u_M \\ \omega_I t_m = \arctan\left(-m\sqrt{\frac{2\pi}{R_L C_0 \omega}}\right) + \pi \end{cases} \quad (40)$$

$$P_u^{OSECE} = \frac{2\alpha^2 \omega}{\pi C_0} \frac{\sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}}}{\left[1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}\right]^2} u_M^2 \quad (41)$$

$$\begin{cases} \bar{P}_u^{OSECE} = 4 \frac{\sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}}}{\left(1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}\right)^2} \\ \omega_I t_m = \arctan\left(-\frac{2m}{\sqrt{\zeta_R}}\right) + \pi \end{cases} \quad (42)$$

Case II. Equation (43) is obtained from the structure energy balance during the half period defined between t_0 and $t_0 + T/2$. At the resonance, assuming that the displacement is sinusoidal, and for low mechanical damping, the force and velocity are in phase, equation (43) can be simplified and leads to the expression of the displacement amplitude u_M as a function of the external force amplitude F_M (equation (44)). Substituting equation (44) into equation (41) leads to the expression of the harvested power in this case. Still normalizing with respect to the maximal output power P_F^{max} , the result is shown in equation (45)

$$\int_{t_0}^{t_0+T/2} F \dot{u} dt = D \int_{t_0}^{t_0+T/2} \dot{u}^2 dt + \frac{1}{2} C_0 (V_M^2 - V_m^2) \quad (43)$$

$$u_M = \frac{F_M}{D\omega + \frac{4\alpha^2}{\pi C_0} \frac{1 - \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}}{1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}}} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_F^{OSECE} &= \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left(\frac{\pi}{4} + \frac{1 - \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}}{1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}} k_m^2 Q_m\right)^2} \\ &\times \frac{\sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}}}{\left(1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}\right)^2} \end{aligned} \quad (45)$$

Comparison of theoretical performances

The aim of this section is to compare the theoretical magnitudes of harvested power among the above-mentioned three techniques in the two cases. Table 1 provides a synthesis of the power results for the different techniques.

Case I. The normalized powers are plotted in Figure 9 as a function of the load coefficient ζ_R . Equations and plots clearly show that performances of both standard and OSECE techniques depend on the load resistance. Nevertheless, in the case of the OSECE circuit, the turns ratio m also plays an important role: As shown in Figure 9, higher values of m lead to larger band of load resistances for which the harvested power is increased compared to the SECE case. If m is infinite, the results will be the same as that in the SECE case. This conclusion can be also construed from the above equations. However, it is worth noting that large value of m will usually induce larger losses in the transformer that are

Table 1. Normalized harvested power for Standard, SECE, and OSECE circuits.

Circuit	Case I ($u_M = \text{constant}$)	Case II ($F_M = \text{constant}$)
Standard	$\bar{P}_u^{\text{standard}} = 4 \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2}$	$\bar{P}_F^{\text{standard}} = \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left[\frac{\pi}{4} + \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2} k_m^2 Q_m\right]^2} \frac{\zeta_R}{(1 + \zeta_R)^2}$
SECE	$\bar{P}_u^{\text{SECE}} = 4e^{-\frac{\pi}{2Q_I}}$	$\bar{P}_F^{\text{SECE}} = \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left(\frac{\pi}{4} + k_m^2 Q_m\right)^2} e^{-\frac{\pi}{2Q_I}}$
OSECE	$\begin{cases} \bar{P}_u^{\text{OSECE}} = 4 \frac{\sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}}}{\left(1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}\right)^2} \\ \omega_I t_m = \arctan\left(-\frac{2m}{\sqrt{\zeta_R}}\right) + \pi \end{cases}$	$\begin{cases} \bar{P}_F^{\text{OSECE}} = \frac{\pi k_m^2 Q_m}{\left(\frac{\pi}{4} + \frac{1 - \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}}{1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}} k_m^2 Q_m\right)^2} \frac{\sin^2(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{Q_I}}}{\left(1 + \cos(\omega_I t_m) e^{-\frac{\omega_I t_m}{2Q_I}}\right)^2} \\ \omega_I t_m = \arctan\left(-\frac{2m}{\sqrt{\zeta_R}}\right) + \pi \end{cases}$

SECE: synchronous electric charge extraction; OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

not taken into account in this theoretical calculation. Finally, turns ratios between 1 and 5 are considered to be the suitable values.

The quality factor Q_I is also important to maximize the harvested power: it should be as high as possible.

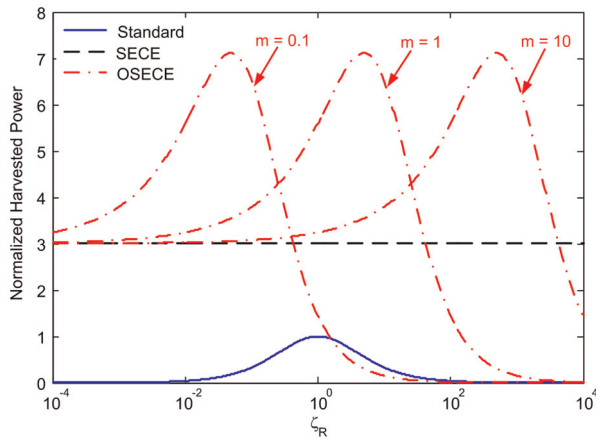


Figure 9. Normalized harvested power under constant vibration amplitude ($Q_I = 5.5$).

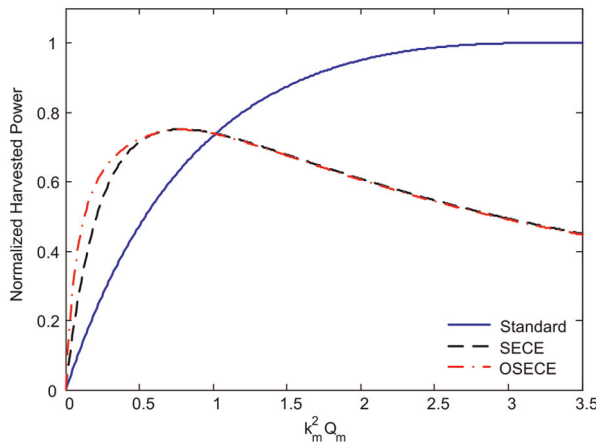


Figure 10. Normalized harvested power under constant external force amplitude ($Q_I = 5.5$).

In Figure 9, it has been set to 5.5, which corresponds to the experimental value of the setup proposed in the next section.

Case II. Figure 10 shows the maximal normalized powers as a function of $k_m^2 Q_m$ (which means that the value of ζ_R is optimized for both OSECE and standard approaches). The curves are always lower or equal to 1, which confirm that the harvested powers are always lower than the power limit given in equation (16). The limit power is only obtained using the standard approach, for $k_m^2 Q_m \geq \pi$ (Lefeuvre et al., 2005).

This limit power cannot be obtained using nonlinear extraction circuits because of energy losses due to the quality factor Q_I of the oscillating circuit (it would be reached for $Q_I = +\infty$). However, most of VEHDs exhibit $k_m^2 Q_m$ figure of merits lower than 1; in this case, the interest of OSECE and SECE circuit is clearly shown: The same power as harvested with the standard technique can be obtained, but for a much lower value of $k_m^2 Q_m$. This means that either the amount of piezoelectric material can be reduced (which decrease k_m), or the bandwidth can be enlarged (decrease Q_m) for the same harvested power. It is worthy of note that practical application of the standard technique would call for a load adaptation interface. This would induce additional losses that are not taken into account in this theoretical analysis.

Experimental results

Experimental setup

The experimental setup, as shown in Figure 11, is composed of a cantilever beam clamped at one end. A piezoelectric ceramic patch is bonded on the surface of this beam, close to the clamped edge. The dimensions of this electromechanical structure are given in Table 2.

The beam is excited by an external force generated by an electromagnet. The free-end displacement of the

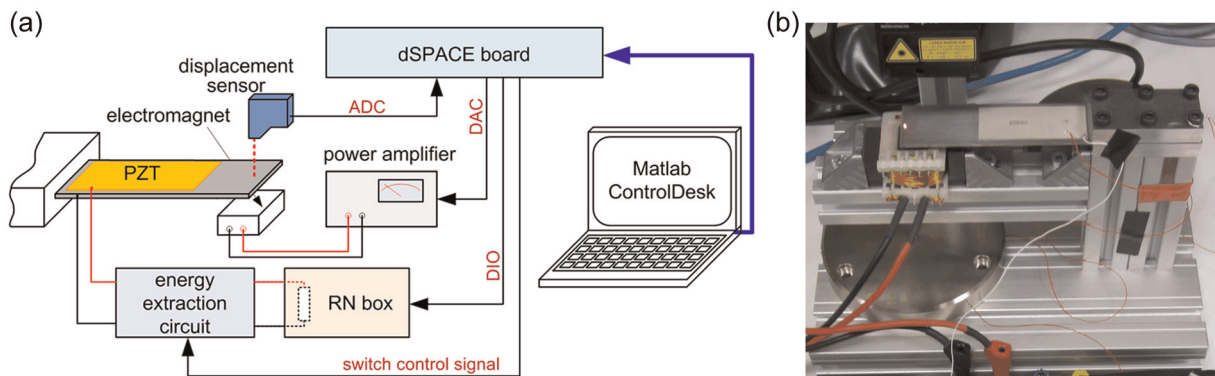


Figure 11. Experimental setup: (a) schematic of the experimental setup and (b) piezoelectric cantilever beam. PZT: lead zirconate titanate; DIO: digital input/output; RN: resistor network. ADC: analog-to-digital converter; DAC: digital-to-analog converter.

Table 2. Dimensions of the piezoelectric cantilever beam.

	Steel beam	PZT insert
Length (mm)	105	60
Width (mm)	32	25
Thickness (mm)	1	0.2

PZT: lead zirconate titanate.

cantilever beam is measured by a laser displacement sensor (LD1607-10, MicroEpsilon®).

In this experiment, as the self-powered energy extraction circuit has not been considered yet, so the synchronous switch control signal is generated by a real-time rapid prototyping solution (dSPACE®). A resistor network (RN) box has been specially developed for this experiment. Using this RN box, the value of the load resistance can be changed conveniently by the digital input/output (DIO) of the dSPACE solution. In addition, according to equation (6), the electromechanical coupling coefficient of the global structure can be tuned (decreased) by connecting capacitors in parallel with the piezoelectric ceramic patch.

The transformer used for the OSECE circuit has two primary windings (400 μ H) and one secondary winding (400 μ H). The switch S_1 is an N-channel metal oxide semiconductor field effect transistor (MOSFET) and the switch S_2 is a P-channel MOSFET.

In the SECE circuit, the transformer has only one primary winding (400 μ H) and one secondary winding (400 μ H). The switch S is a N-channel MOSFET.

In both circuits, ultrafast silicon rectifier diode UF4003 is used and the circuit load R_L is the programmable RN box. In order to generate ripple-free DC voltage, the 47- μ F smoothing capacitor is chosen so that the time constant $R_L C_r$ is much larger than half of the vibration period.

Parameters identification

The piezoelectric structure presents all the features of the model defined in section "Energy extraction circuits: presentation and comparative study." The model parameters can be identified using equation (46), and the experimental measurements are defined in Table 3 (Badel et al., 2006). The obtained parameters are given in Table 4

$$\alpha = \beta C_0, \quad K_{SC} = \alpha \beta \frac{f_0^2}{f_1^2 - f_0^2}, \quad M = \frac{K_{SC}}{4\pi^2 f_0^2}, \quad D = \frac{2\pi M f_1}{Q_m} \quad (46)$$

OSECE experimental waveforms

Figure 12 shows the experimental waveforms of the displacement (u), the current through the inductors (I_{pri} and I_{sec}), the switch control signal (S) as well as the voltages

Table 3. Definitions of the experimental measurements.

Parameter	Symbol	Value
Short-circuit resonance frequency	f_0	77.148 Hz
Open-circuit resonance frequency	f_1	78.233 Hz
Open-circuit mechanical quality factor	Q_m	40.32
Open-circuit piezoelectric voltage to the beam free-end displacement ratio	β	1.71×10^4 V/m
Clamped capacitance of the piezoelectric element	C_0	140 nF

Table 4. Derived experimental parameters.

α	2.4×10^{-3} N/V
K_{SC}	1.45×10^3 N/m
M	6.2×10^{-3} kg
D	7.5×10^{-2} N/m/s
$k_m^2 Q_m$	1.11

on the piezoelectric element (V) and on the smoothing capacitor (V_{DC}). When the displacement reaches a maximum, the switch control signal rises to 10 V; thus, the switch S_1 is closed and the switch S_2 is opened instantaneously, and electrical charges are extracted (see detail waveforms in this figure). The next extraction phase occurs when the displacement reaches a minimum, then the switch control signal drops to -10 V, and the switch S_2 is closed while the switch S_1 is opened.

Experimental harvested power and electrical losses assessment

Experimental results in case I. In the first experiment, the beam is driven to get a constant 1.2-mm displacement amplitude of its free end. A 162-nF capacitor is connected in parallel with the piezoelectric element; in this case, the value of $k_m^2 Q_m$ is 0.52. The experimental measurements of the electrical quality factor Q_I and turns ratio m are 5.5 and 0.94, respectively.

Experimental harvested powers and theoretical predictions using equations (14), (28), and (42) are plotted in Figure 13 as a function of the load resistance R_L . For the standard circuit, the impedance matching issue is clearly shown, and the maximal harvested power is 2 mW. Using the SECE circuit allows to increase the harvested power (5 mW) and to make it more independent from the load. The maximal power harvested by the OSECE circuit is 13.5 mW on an optimal load of 40 k Ω . Even if the harvested power using OSECE is more dependent on the load than in the SECE case, it is almost always higher, except for resistance larger than 500 k Ω .

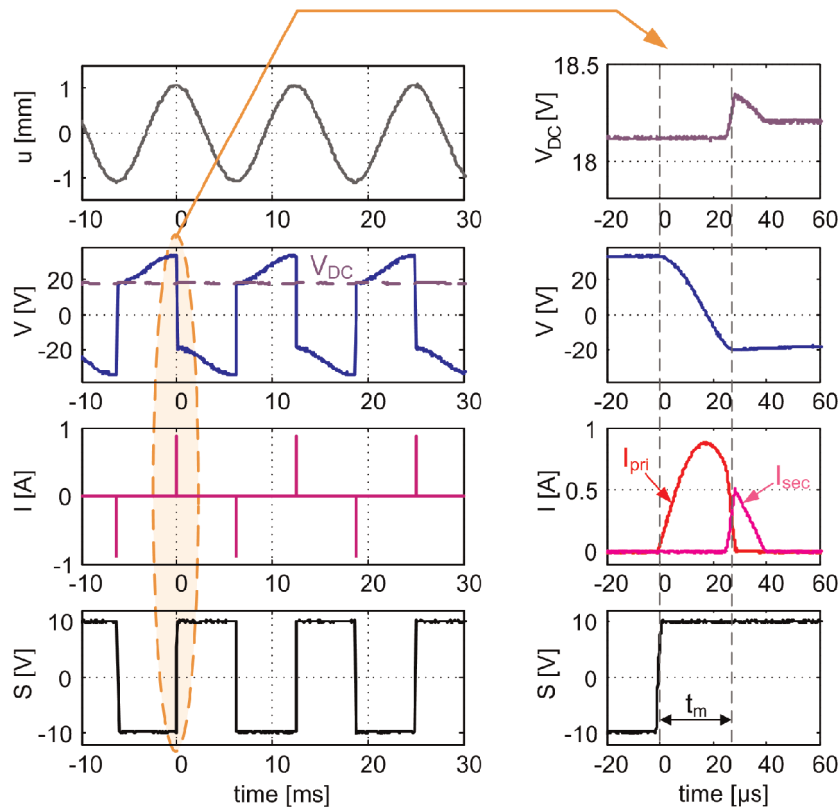


Figure 12. OSECE experimental waveforms: displacement (u), voltage (V), current (I), and switch control signal (S). OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

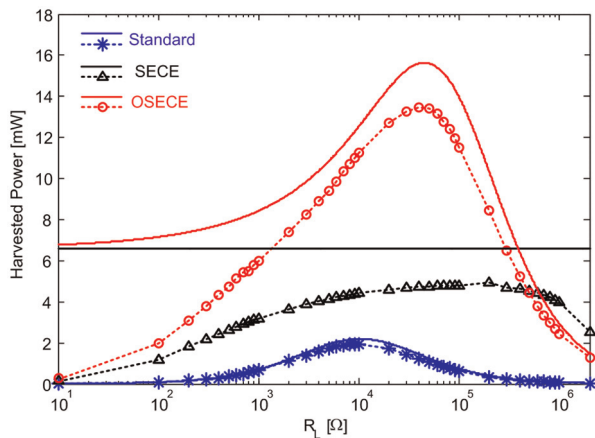


Figure 13. Harvested powers as a function of the load resistance (plain line: theoretical; line with dots: experimental). SECE: synchronous electric charge extraction; OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

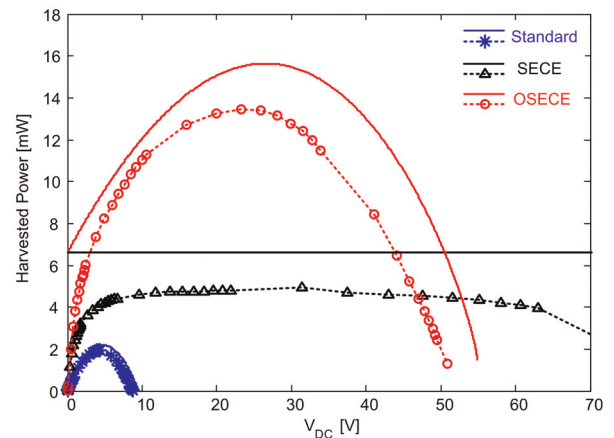


Figure 14. Harvested powers as a function of the V_{DC} voltage (plain line: theoretical; line with dots: experimental). SECE: synchronous electric charge extraction; OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

In real applications, a DC/DC converter is usually used to supply between the circuit (e.g. at a fixed voltage of 3.3 V) and the energy extraction circuit. The V_{DC} voltage at the input of the DC/DC converter is then fixed by the conversion ratio. It is then relevant to plot the power as a function of V_{DC} , as shown in Figure 14. The results clearly confirm that using

nonlinear extraction circuit increases the harvested power as well as the acceptable V_{DC} voltage range.

However, comparing the experimental curves with the theoretical predictions, there are some energy losses in SECE and OSECE circuits that are not taken into account in the model, especially for low load resistances. This is because the energy losses in diodes and

in the secondary winding of the transformer have not been considered yet in the theoretical models.

Electrical losses evaluation for case I. As these nonlinear behaviors cannot be simply taken into account in the previously proposed analytic developments, simulation program with integrated circuit emphasis (SPICE) simulations have been performed to give a detailed insight into nonlinear losses. According to the datasheets, four parameters for the diode model and the equivalent series resistance in the secondary winding are defined in simulation software and are given in Table 5.

Results for the SECE circuit are shown in Figure 15(a). Both experimental and simulated harvested powers are in a very good agreement. The extracted power is the power that is directly extracted from the piezoelectric element. Because there exists some energy losses in the circuit, the final harvested power is lower. From Figure 15(a), it is clearly shown that there mainly exists the following four sources of energy losses:

1. The quality factor of the left part of the circuit (the only one taken into account in the previously proposed analytical calculation)
2. The full-bridge rectifier

3. The series resistance in the secondary winding
4. The secondary diode

The first two sources are constant whatever the load resistance is; they can be optimized by choosing better transformer and full-bridge rectifier. The last two sources are very high for low load resistances; however, they can be minimized when the value of the load resistance is in a (large) specific range (roughly between 10 and 500 k Ω).

Results for the OSECE circuit are shown in Figure 15(b). Both experimental and simulated harvested powers are also in a very good agreement. There also exists the following four sources of energy losses in this circuit:

1. The quality factor of the left part of the circuit (taken into account in the previously proposed analytical calculation)
2. The primary diodes
3. The series resistance in the secondary winding
4. The secondary diode

For small resistance values, energy losses are mainly located on the secondary side of the transformer (afore-said third and fourth sources). For large value of resistance, the extracted energy becomes very large, but a great part is lost due to the quality factor Q_I and to a lower extent in the primary diode.

Table 5. Parameters of the diodes and the secondary inductor.

Name	Description	Value
V_{fwd}	Forward threshold voltage	0.5 V
V_{rev}	Reverse breakdown voltage	200 V
R_{on}	Resistance in forward conduction	0.4 Ω
R_{off}	Resistance when off	20 M Ω
R_{ser}	Equivalent series resistance	1.23 Ω

Experimental results in case II. In the second experiment, the beam is driven at its resonance frequency, and the external exciting force amplitude is constant, 118 mN. In order to change the value of the coupling coefficient

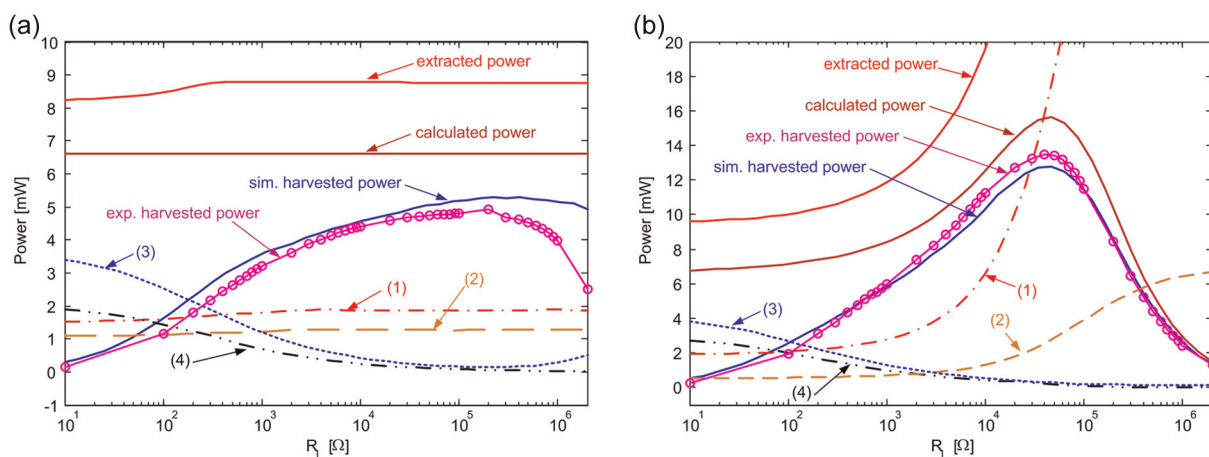


Figure 15. Electrical losses for (a) SECE and (b) OSECE: (a) SECE circuit: (1) power lost due to Q_I , (2) power lost due to the full-bridge rectifier, (3) power lost due to the series resistance in the secondary winding, and (4) power lost due to the secondary diode; (b) OSECE circuit: (1) power lost due to Q_I , (2) power lost due to the primary diodes, (3) power lost due to the series resistance in the secondary winding, and (4) power lost due to the secondary diode.

SECE: synchronous electric charge extraction; OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

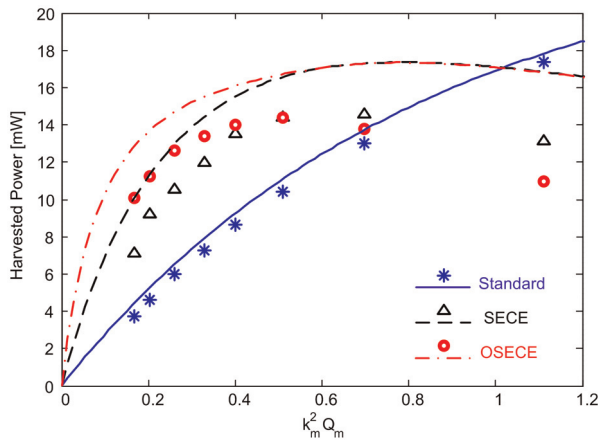


Figure 16. Harvested power as a function of $k_m^2 Q_m$ (plain line: theoretical; dots: experimental). SECE: synchronous electric charge extraction; OSECE: optimized synchronous electric charge extraction.

of this electromechanical structure, various capacitors are chosen to be connected in parallel with the piezoelectric element.

Theoretical calculations and experimental results are depicted in Figure 16. As expected, OSECE technique allows harvesting more energy for low value of $k_m^2 Q_m$, thus requiring less piezoelectric material for the same amount of power, saving both space and cost.

Comparing with theoretical curves, experimental harvested power is lower due to the previously mentioned nonlinear energy losses. Using OSECE circuit can still obtain the highest power when the value of $k_m^2 Q_m$ is lower than 0.52.

In addition, when the value of $k_m^2 Q_m$ is larger, the use of SECE or OSECE circuit induces a strong damping effect, leading to a reduction of the harvested power. It can be noticed that in this case, the OSECE power is slightly lower than the SECE, whereas theoretical results converge. This is due to the fact that the optimal range of resistance in the OSECE approach is slightly shifted to the lower value when $k_m^2 Q_m$ raises, involving loss augmentation due to the series resistance in the secondary winding and to the secondary diode threshold voltage.

Conclusion

A new energy extraction technique for piezoelectric generator called OSECE is proposed in this article. It is a drastic enhancement from the previous SECE approach. In comparison with the original technique, the OSECE technique has four advantages:

- The switch control strategy is much simpler (natural instead of forced commutation).
- The circuit is simpler (only one ground in this system).

- The voltage drop is lower because there is one single diode between the piezoelectric element and the primary inductor.
- The harvested power is enhanced.

Therefore, it can be inferred that the interface circuit can be easily self-powered with regard to the first two advantages. Additionally, because of the last two advantages, the harvested power is also enhanced, as shown by consistent experimental and theoretical results.

From another point of view, because its principle consists in extracting energy when it appears to be maximum in the piezoelectric element, OSECE is expected to be effective whatever the vibration spectrum and especially relevant in the case of wideband vibration. Additional analysis has been started to confirm the benefit of OSECE for general vibration spectra. Ongoing studies also aim at improving the efficiency of the electronic circuit for OSECE technique and combining it with nonlinear electromechanical structure, which is expected to lead to an efficient demonstrator of wideband VEHD.

Funding

This study has been supported by the French National Research Agency (ANR) under grant no. ANR-11-JS09-002-01 (REViLaBa Project) and by the ARC Energies from the Rhône-Alpes Region.

References

- Andò B, Baglio S, Trigona C, et al. (2010) Nonlinear mechanism in MEMS devices for energy harvesting applications. *Journal of Micromechanics and Microengineering* 20(12): 125020.
- Anton SR and Sodano HA (2007) A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). *Smart Materials and Structures* 16(3): R1–R21.
- Arroyo E, Badel A, Formosa F, et al. (2012) Comparison of electromagnetic and piezoelectric vibration energy harvesters: model and experiments. *Sensors and Actuators A: Physical* 183: 148–156.
- Badel A, Benayad A, Lefeuvre E, et al. (2006) Single crystals and nonlinear process for outstanding vibration-powered electrical generators. *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control* 53(4): 673–684.
- Badel A, Guyomar D, Lefeuvre E, et al. (2006) Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 17(8–9): 831–839.
- Beeby SP, Tudor MJ and White NM (2006) Energy harvesting vibration sources for microsystems applications. *Measurement Science & Technology* 17(12): R175–R195.
- Formosa F, Büssing T, Badel A, et al. (2009) Energy harvesting device with enlarged frequency bandwidth based on stochastic resonance. In: *Proceedings of the Power MEMS International Workshops*, pp. 229–232, December 2009, Washington DC, USA.

- Grätzel M (2005) Solar energy conversion by dye-sensitized photovoltaic cells. *Inorganic Chemistry* 44(20): 6841–6851.
- Hande A, Polk T, Walker W, et al. (2007) Indoor solar energy harvesting for sensor network router nodes. *Microprocessors and Microsystems* 31(6): 420–432.
- Ji H, Qiu J, Xia P, et al. (2012) Analysis of energy conversion in switched-voltage control with arbitrary switching frequency. *Sensors and Actuators A: Physical* 174: 162–172.
- Lallart M and Guyomar D (2010) Piezoelectric conversion and energy harvesting enhancement by initial energy injection. *Applied Physics Letters* 17(2): 260–262.
- Lallart M, Garbuio L, Petit L, et al. (2008) Double synchronized switch harvesting (DSSH): a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction. *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control* 55(10): 2119–2130.
- Lallart M, Lefeuvre É, Richard C, et al. (2008) Self-powered circuit for broadband, multimodal piezoelectric vibration control. *Sensors and Actuators A: Physical* 143(2): 377–382.
- Lefeuvre E, Badel A, Richard C, et al. (2005) Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 16(10): 865–876.
- Lefeuvre E, Badel A, Richard C, et al. (2007) Energy harvesting using piezoelectric materials: case of random vibrations. *Journal of Electroceramics* 19(4): 349–355.
- Liang JR and Liao WH (2011) On the influence of transducer internal loss in piezoelectric energy harvesting with SSHI interface. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 22(5): 503–512.
- Lien IC, Shu YC, Wu WJ, et al. (2010) Revisit of series-SSHI with comparisons to other interfacing circuits in piezoelectric energy harvesting. *Smart Materials and Structures* 19(12): 125009.
- Ottman GK, Hofmann HF and Lesieutre GA (2003) Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics* 18(2): 696–703.
- Ramadass YK and Chandrakasan AP (2010) An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 45(1): 189–204.
- Ramlan R, Brennan MJ, Mace BR, et al. (2009) Potential benefits of a non-linear stiffness in an energy harvesting device. *Nonlinear Dynamics* 59(4): 545–558.
- Richard C, Guyomar D, Audigier D, et al. (1999) Semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric devices. In: *Proceeding of SPIE 3672: Smart Structures and Materials 1999: Passive Damping and Isolation*, pp. 104–111, March 1999, Newport Beach, California, USA.
- Shen H, Qiu J, Ji H, et al. (2010) Enhanced synchronized switch harvesting: a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction. *Smart Materials and Structures* 19(11): 115017.
- Shu YC, Lien IC and Wu WJ (2007) An improved analysis of the SSHI interface in piezoelectric energy harvesting. *Smart Materials and Structures* 16(6): 2253–2264.
- Sodano HA and Inman DJ (2005) Comparison of piezoelectric energy harvesting devices for recharging batteries. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 16(10): 799–807.
- Tang X and Zuo L (2011) Enhanced vibration energy harvesting using dual-mass systems. *Journal of Sound and Vibration* 330(21): 5199–5209.
- Ujihara M, Carman GP and Lee DG (2007) Thermal energy harvesting device using ferromagnetic materials. *Applied Physics Letters* 91(9): 093508.

Mémoire d'habilitation à diriger des recherches

Présenté par

Adrien Badel

Ecole Doctorale SISEO

De la conversion piézoélectrique à la récupération d'énergie

HDR soutenue publiquement le **3 novembre 2016**, devant le jury composé de :

François Costa, professeur, Université Paris Est Créteil, rapporteur

Hélène Debéda, maître de conférences HDR, Université de Bordeaux, rapporteur

Luc Fréchette, professeur, Université de Sherbrooke, Canada, rapporteur

Skandar Basrour, professeur, Université Grenoble Alpes, président

Claude Richard, professeur, INSA de Lyon

Gaël Pilonnet, chercheur HDR, CEA Grenoble

Jacques Lottin, professeur, Université Savoie Mont Blanc

Laboratoire SYMME

Polytech Anancy Chambéry

Université Savoie Mont Blanc