



HAL
open science

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

Mickaël Null Lallart

► To cite this version:

Mickaël Null Lallart. 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. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Lyon, 2008. Français. NNT: . tel-00367302

HAL Id: tel-00367302

<https://theses.hal.science/tel-00367302>

Submitted on 10 Mar 2009

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.

THÈSE

présentée devant

L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

par

Mickaël LALLART

Ingénieur INSA Lyon

pour obtenir le grade de DOCTEUR

École doctorale : Électronique, Électrotechnique et Automatique de Lyon

Spécialité : Énergie et Systèmes

*Soutenue le 20 Novembre 2008 devant la Commission d'examen***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**

Membres du Jury :

Pr.	Bertrand	NOGARÈDE	Professeur à l'ENSEEIH de Toulouse	Rapporteur
Pr.	Daniel	ROYER	Professeur à l'Université Paris 7	Rapporteur
Pr.	Roger	OHAYON	Professeur au CNAM de Paris	Président
Pr.	Skandar	BASROUR	Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble	Examineur
Dr.	Stéphane	MÉNIO	Responsable R&T à Goodrich Actuation Systems	Examineur
Pr.	Daniel	GUYOMAR	Professeur à l'INSA de Lyon	Directeur
Dr.	Thomas	MONNIER	Maître de conférences à l'INSA de Lyon	Co-directeur
Dr.	Adrien	BADEL	Maître de conférences à l'Université de Savoie	Invité
Ir.	David	DUMAS	Ingénieur de recherche à CENAERO	Invité

ÉCOLES DOCTORALES

Habilitées pour la période 2007-2010

SIGLE	ÉCOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNÉES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIME DE LYON http://sakura.cpe.fr/ED2006 M. Jean Marc LANCELIN INSA : R. GOURDON	M. Jean-Marc LANCELIN Université Claude Bernard Lyon 1 Bât CPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 13 95 Fax : lancelin@hikari.cpe.fr
E.E.A.	ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE http://www.insa-lyon.fr/eea M. Alain NICOLAS INSA : D. BARBIER ede2a@insa-lyon.fr Secrétariat : M. LABOUNE AM. 64.43 – Fax : 64.54	M. Alain NICOLAS Ecole Centrale de Lyon Bâtiment H9 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60 97 Fax : 04 78 43 37 17 eea@ec-lyon.fr Secrétariat : M.C. HAVGOUDOUKIAN
E2M2	ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION http://biomserv.univ-lyon1.fr/E2M2 M. Jean-Pierre FLANDROIS INSA : H. CHARLES	M. Jean-Pierre FLANDROIS CNRS UMR 5558 Université Claude Bernard Lyon 1 Bât G. Mendel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.26 23 59 50 Fax 04 26 23 59 49 06 07 53 89 13 e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr
EDIIS	INFORMATIQUE ET INFORMATION POUR LA SOCIÉTÉ http://ediis.univ-lyon1.fr M. Alain MILLE Secrétariat : I. BUISSON	M. Alain MILLE Université Claude Bernard Lyon 1 LIRIS - EDIIS Bâtiment Nautibus 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 44 82 94 Fax 04 72 44 80 53 ediis@liris.cnrs.fr - alain.mille@liris.cnrs.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES- SANTÉ Sec : Safia Boudjema M. Didier REVEL INSA : M. LAGARDE	M. Didier REVEL Hôpital Cardiologique de Lyon Bâtiment Central 28 Avenue Doyen Lépine 69500 BRON Tél : 04.72.68 49 09 Fax :04 72 35 49 16 Didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr
Matériaux	MATÉRIAUX DE LYON M. Jean Marc PELLETIER Secrétariat : C. BERNAVON 83.85	M. Jean Marc PELLETIER INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.43 83 18 Fax 04 72 43 85 28 Jean-marc.Pelletier@insa-lyon.fr
Math IF	MATHÉMATIQUES ET INFORMATIQUE FONDAMENTALE M. Pascal KOIRAN INSA : G. BAYADA	M. Pascal KOIRAN Ecole Normale Supérieure de Lyon 46 allée d'Italie 69364 LYON Cédex 07 Tél : 04.72.72 84 81 Fax : 04 72 72 89 69 Pascal.koiran@ens-lyon.fr Secrétariat : Fatine Latif - latif@math.univ-lyon1.fr
MEGA	MÉCANIQUE, ÉNERGETIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE M. Jean Louis GUYADER Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12	M. Jean Louis GUYADER INSA de Lyon Laboratoire de Vibrations et Acoustique Bâtiment Antoine de Saint Exupéry 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél :04.72.18.71.70 Fax : 04 72 18 87 12 mega@lva.insa-lyon.fr
ScSo	ScSo écoles.1 M. BRAVARD Jean Paul INSA : J.Y. TOUSSAINT	M. BRAVARD Jean Paul Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.69.72.76 Fax : 04.37.28.04.48 Jean-paul.bravard@univ-lyon2.fr

écoles.1. ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

“La phrase la plus excitante à entendre en science, celle qui annonce de nouvelles découvertes, n’est pas « *Eureka* » (*J’ai trouvé !*), mais plutôt « Tiens, c’est marrant... »”

Isaac Asimov

Résumé

Les récents progrès en microélectronique ainsi qu'en récupération d'énergie ambiante permettent désormais d'envisager la conception de systèmes électroniques totalement autonomes. Cette possibilité, combinée à une demande forte en termes de capteurs autonomes de la part des secteurs industriel et biomédical, a conduit à une forte activité de recherche et développement de "systèmes intelligents" auto-alimentés.

Cependant la puissance délivrée par les microgénérateurs autonomes est encore limitée à quelques milliwatts, et de nouvelles méthodes de récupération d'énergie optimisant cette puissance permettraient l'ajout de nouvelles fonctions aux systèmes autonomes embarqués.

Plus particulièrement, appliqués au contrôle de santé de structures composites, les capteurs autonomes conduiraient à une réduction drastique du coût de maintenance, tout en contribuant à l'amélioration de la sécurité des transports. Ceci est d'autant plus important qu'à l'heure actuelle le comportement des composites est encore mal maîtrisé, spécialement en termes de fatigue, de délaminations, etc... Par conséquent, l'association de techniques permettant de limiter ces fatigues avec d'autres capables d'effectuer des contrôles est un enjeu important dans le domaine des transports (particulièrement aérien), ou encore en génie civil.

L'objectif des travaux présentés ici est triple. Tout d'abord il s'agit de développer de nouvelles techniques d'amortissement vibratoire semi-passives et semi-actives limitant la fatigue des matériaux. Les techniques présentées répondent aux contraintes énergétiques des systèmes embarqués, limitant la puissance requise et le volume de matériau actif tout en assurant un amortissement significatif.

Ensuite, de nouvelles méthodes améliorant l'extraction et la récupération d'énergie vibratoire ou thermique ambiante par le biais d'éléments piézoélectriques ou pyroélectriques sont exposées. Reposant sur un traitement non linéaire de la tension générée par ces matériaux actifs, ces techniques permettent un gain important en termes de puissance de sortie.

Enfin, des techniques de contrôle de santé structurale nécessitant une énergie très faible sont développées. Ces techniques, basées sur les interactions d'ondes acoustiques au coeur même des éléments composites, permettent le suivi continu de l'évolution de la structure, donnant par conséquent une image de l'état structural.

Ces trois points seront finalement combinés, démontrant ainsi la faisabilité du contrôle de santé structurale *in situ* et du contrôle vibratoire totalement autonomes en termes d'énergie. Cette dernière partie a été effectuée dans le cadre du projet euro-

péen ADVICE^{i.1} (*Autonomous Damage detection and Vibration Control systEms*),
projet STREP^{i.2} du programme européen FP6^{i.3}.

i.1. contrat *AST5 – CT – 2006 – 030971*

i.2. *Specific Targeted Research European Project*

i.3. *Framework Program 6*

Abstract

Recent advances in both microelectronics and energy harvesting allows nowadays the conception of truly autonomous devices, energetically speaking. Such a possibility, combined with a growing industrial and biomedical interest in autonomous sensors and autonomous sensor networks, has led to important research and development efforts in the field of “smart structures” and self-powered “smart systems”.

Nevertheless, microgenerators that harvest energy from their environment have a very limited amount of output power (typically a few milliwatts), and new energy scavenging methods that enhance the harvesting process would benefit in embedding more functions in autonomous systems.

More precisely, when applied to structural health monitoring (especially for composite structures), autonomous sensors would allow a dramatic reduction of maintenance costs, as well as a security gain. This application is of priority importance as the exact behaviour of composite structures is quite uncertain, especially when dealing with fatigue, delaminations, cracks and other defects. Therefore, the combination of techniques that limit the stress levels within a structure with others that perform structural health monitoring is an important issue, especially in the aeronautic and civil engineering domains.

The objectives of the work reported in the present document are threefold. The first aim consists in developing new vibration damping techniques, based on a semi-passive or a semi-active approach, in order to limit stress levels in structures. These techniques meet the low-power constraint of embedded devices, limiting both the power requirements and the needed volume of active material, while ensuring a significant damping.

Then, new energy harvesting methods that enhance the extraction process from ambient vibrations and heat using piezoelectric or pyroelectric materials will be presented. Based on original non-linear treatments of the actuator output voltage, these techniques will be shown to allow a great enhancement in terms of output power.

Finally, new structural health monitoring schemes consuming a very few amount of energy will be exposed. The principles of such techniques rely on the use of guided waves that interact with the structure, allowing a continuous and *in situ* monitoring of the evolution of the structural state.

These three points will be finally combined, demonstrating the feasibility of vibration control and structural health monitoring in a truly autonomous, self-powered fashion. This last part has been carried out in the framework of the european pro-

ject ADVICE^{ii.1} (*Autonomous Damage detection and Vibration Control systEms*), STREP^{ii.2} project within the european program FP6^{ii.3}.

ii.1. contract *AST5 – CT – 2006 – 030971*
ii.2. *Specific Targeted Research European Project*
ii.3. *Framework Program 6*

Remerciements

La thèse rapportée par le présent manuscrit a été effectuée de Novembre 2006 à Novembre 2008 au Laboratoire de Génie Électrique et Ferroélectricité (LGEF) dirigé par le Professeur Daniel Guyomar, et au laboratoire MATÉriaux : Ingénierie et Science (MATEIS) (équipe Durabilité, Ultrasons, Structures Intelligentes - DUSI) dirigé par Joël Courbon. Ces deux laboratoires font partie de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA Lyon). Cette thèse a été encadrée par le Pr. Daniel Guyomar et le Dr. Thomas Monnier.

Le travail présenté ici n'aurait jamais pu se faire sans les conseils avisés du Professeur Daniel Guyomar, directeur de thèse, que je remercie du fond du cœur pour m'avoir témoigné depuis de nombreuses années une confiance sans faille, qui m'a permis d'explorer les différentes techniques exposées dans ce manuscrit avec une totale liberté de recherche. Plus qu'un guide scientifique, je ne pourrais également jamais oublier les discussions passionnantes que nous avons pu avoir concernant des sujets aussi variés qu'intéressants.

J'exprime également toute ma gratitude au Docteur Thomas Monnier pour sa patience sans limite (alors que je ne pourrais pas me supporter moi-même quelquefois...). Sa rigueur scientifique m'a permis d'approfondir mon travail afin de lui donner une consistance accrue. De même, les souvenirs des péripéties durant nos voyages et les soirées musicales que nous avons pu passer ensemble resteront à jamais gravés dans ma mémoire.

Je remercie aussi chaleureusement Messieurs les Professeurs Bertrand Nogarède et Daniel Royer de m'avoir fait l'honneur de rapporter cette thèse. Leurs compétences dans le domaine et leurs conseils avisés ont permis de rendre ce manuscrit plus passionnant et constructif.

J'exprime également ma profonde reconnaissance à Messieurs les Professeurs Skandar Basrou et Roger Ohayon ainsi qu'au Docteur Stéphane Ménio de m'avoir fait le plaisir de s'intéresser à mes travaux en acceptant de faire partie du Jury de thèse.

J'adresse également mes plus vifs remerciements au Docteur Adrien Badel et à Monsieur David Dumas, qui m'ont fait le plaisir d'accepter de faire partie du Jury en tant que membres invités.

Je souhaite de plus remercier doublement le Pr. Roger Ohayon de m'avoir fait l'honneur de présider le Jury.

Je souhaite également exprimer mes remerciements à toute l'équipe du LGEF, de MATEIS et du Département de Génie Électrique, à la fois permanents : Lionel (pour entre autres m'avoir permis de faire de l'enseignement), Lauric (pour entre autres cette inoubliable nuit blanche au labo), Frédéric (qui ne m'a jamais oublié pour une pause café), Claude, Laurent, Benoît, Philippe, Gaël, Sébastien, Véronique, Laurence, Kaori, Benjamin, David, Gisèle, Nicole et les doctorants et ATERs : Abdelowahed, Christophe, Thibaut, Stéphanie, Adil, Xing-Jun, Daniel, Saber, Akram, Quang Minh, Sarkis, Chatchai, Rabah.

J'adresse également mes sincères salutations à Adrien Badel et Élie Lefeuvre, avec qui travailler a été un énorme plaisir.

Je tiens également à remercier tous les partenaires du projet ADVICE^{iii.1} pour la sympathie qu'ils ont manifestée et qui a rendu ce projet très agréable à mener. Je voudrais remercier tout particulièrement :

- pour CENAERO : Anne Nawrocki, David Dumas et Frédéric Lani
- pour CISSOID : Aïmad Saïb et Pierre Delatte
- pour GOODRICH : Stéphane Ménio, Frédéric Bach et Serge Grand
- pour UCL : Tahar Kezaï et Pierre Gérard

J'espère très sincèrement pouvoir recroiser la route de ces personnes plus tard. Le projet ADVICE a également permis le financement de cette thèse.

Enfin je remercie ma famille et mes amis qui ont toujours su trouver les mots justes et ont toujours été présents pour moi.

J'exprime toutes mes excuses et mes sincères remerciements à tous ceux que j'aurais pu oublier.

iii.1. dans l'ordre alphabétique : AERNNOVA, CENAERO, CISSOID, DDL, EADS, GOODRICH, IAI, INSA Lyon, PZL et UCL

Table des Matières

Page de Garde	Page de garde-1
Écoles Doctorales	Écoles-1
Résumé	iii
Abstract	v
Remerciements	vii
Table des Matières	1
Nomenclature et Abréviations	7
Vue d'ensemble	15
1 Généralités	19
1.1 Matériaux piézoélectriques et pyroélectriques	20
1.1.1 Effet piézoélectrique	20
1.1.2 Effet pyroélectrique	26
1.2 Contrôle vibratoire	26
1.2.1 Enjeux et principes généraux	27
1.2.2 Techniques passives	28
1.2.3 Techniques actives	31
1.2.4 Techniques semi-passives et semi-actives	33
1.3 Récupération d'énergie	38
1.3.1 Sources d'énergie	39
1.3.2 Techniques utilisant la piézoélectricité et la pyroélectricité	44
1.4 Contrôle de santé structurale	52
1.4.1 Enjeux et motivations	52
1.4.2 Détection de défauts dans les composites	54
1.4.3 Techniques utilisant les ondes de Lamb	55
1.5 Les dispositifs auto-alimentés	58
2 Application au Contrôle de Vibrations	63
2.1 Les techniques SSD : Contexte	64
2.1.1 Principes généraux	64
2.1.2 Cas de signaux large bande	67

2.1.3	Interprétations physiques	71
2.2	Amortissement SSDI avec seuil de tension auto-alimenté	73
2.2.1	Principes	74
2.2.2	Résultats	76
2.3	Contrôle de raideur par commutation sur zéros de déplacement - La technique SSSC	79
2.3.1	Principes	79
2.3.2	Développement théorique	79
2.3.3	Validation expérimentale	83
2.3.4	Application au contrôle de vibrations	87
2.4	Amortissement semi-passif non synchronisé - Les techniques BSD	89
2.4.1	Principes	90
2.4.2	Amortissement semi-passif non synchronisé par commutation sur court-circuit (BSDS)	90
2.4.3	Amortissement semi-passif non synchronisé par commutation sur source de tension (BSDV)	92
2.4.4	Comparaison théorique et Discussion	98
2.4.5	Validation expérimentale	99
2.5	Conclusion	103
3	Application à la Récupération d'Énergie	107
3.1	Les techniques SSH : Contexte	108
3.1.1	Principes généraux	108
3.1.2	Transferts énergétiques	113
3.1.3	Comparaisons théoriques	117
3.2	Extension à la récupération d'énergie thermique	123
3.2.1	Développement théorique	125
3.2.2	Validation expérimentale et Discussions	126
3.3	Effet de faibles niveaux de tensions	130
3.3.1	Modélisation à amplitude de vibration constante	130
3.3.2	SSHI série avec structure demi-pont	133
3.3.3	SSHI série avec commutation sur transformateur (SSHI-MR)	137
3.4	Amélioration de l'inversion par capacité intermédiaire	144
3.4.1	Principes	144
3.4.2	Développement théorique	145
3.4.3	Application à la récupération d'énergie par SSHI parallèle	150
3.4.4	Validation expérimentale	151
3.5	Récupération par double commutation - La technique DSSH	153
3.5.1	Principes	153
3.5.2	Développement théorique	154
3.5.3	Comparaison théorique	160
3.5.4	Validation expérimentale et Discussions	164
3.5.5	Considérations sur l'implémentation du DSSH	167
3.6	Autres dispositifs de récupération d'énergie	168
3.6.1	Amélioration de la récupération par injection initiale d'énergie	168
3.6.2	SSHI hybride	178

3.7	Conclusion	185
4	Application au Contrôle de Santé Structurale	191
4.1	Contrôle de santé structurale par onde de Lamb : Contexte	192
4.1.1	Principes	192
4.1.2	Effet du signal d'entrée	195
4.1.3	Considérations pratiques	195
4.2	Généralisation de la notion d'Indice d'Endommagement	200
4.2.1	Principes	200
4.2.2	Opérateur de transformation	201
4.2.3	Opérateur de distance	202
4.3	Comparaisons théoriques	205
4.3.1	Ondelette de Morlet	205
4.3.2	Signal issu de la plaque CFRP	215
4.3.3	Sensibilité au bruit	220
4.4	Comparaisons expérimentales	221
4.4.1	Dispositif expérimental	221
4.4.2	Résultats avec un défaut sur le trajet direct, dans l'axe	222
4.4.3	Résultats avec un défaut sur le trajet direct, hors axe	224
4.4.4	Résultats avec un défaut hors du trajet direct	226
4.5	Conclusion	228
5	Vers des Dispositifs de Contrôle de Santé Structurale Auto-alimentés	231
5.1	Contexte	232
5.2	Structure des différents composants	233
5.2.1	L'Émetteur Sans fil Autonome (AWT)	233
5.2.2	Le Récepteur Sans fil Autonome (AWR)	236
5.3	Mise en réseau des composants	238
5.3.1	Stratégie de communication	238
5.3.2	Stratégie de contrôle de santé structurale	239
5.4	Résultats expérimentaux sur une structure unidimensionnelle	241
5.4.1	Bilan énergétique	242
5.4.2	Fonctionnement avec émetteur et récepteur alimentés de manière externe et sans vibrations	244
5.4.3	Fonctionnement avec émetteur et récepteur alimentés de manière externe avec vibrations	247
5.4.4	Fonctionnement autonome - DI calculé à partir de la RMS fenêtrée	248
5.4.5	Fonctionnement autonome - DI calculé à partir des valeurs transmises	248
5.5	Intégration et tests sur une structure 2D - Le projet ADVICE	253
5.5.1	Contexte	253
5.5.2	Architecture et Stratégies	253
5.5.3	VDCu	253
5.5.4	Autres composants	259
5.5.5	Mise en réseau	260

5.5.6	Configuration de tests	262
5.6	Conclusion	267
Synthèse Générale et Perspectives		271
Liste des publications		279
	Revue internationale avec comité de lecture	279
	Revue nationale avec comité de lecture	280
	Sections d'ouvrages	280
	Conférences internationales avec actes	281
	Conférences internationales avec actes	282
	Conférences locales sans actes	282
Références Bibliographiques		283
Liste des Figures		297
Liste des Tableaux		305
A Modélisation d'une Structure Électromécanique		A-1
A.1	Modélisation	A-2
A.2	Simplification	A-4
B Développements Théoriques des Techniques SSD dans le cas d'une Excitation Harmonique		B-1
B.1	Développement théorique	B-2
B.2	Comparaison	B-5
C Pertes dues à la Résistance Parasite dans le cas du SSSC		C-1
C.1	Développement théorique	C-2
C.2	Comparaison	C-2
D Développements Théoriques de la Récupération d'Énergie dans le cas d'une Excitation Harmonique		D-1
D.1	Développement théorique à amplitude de vibration constante	D-2
D.1.1	Technique standard	D-2
D.1.2	Technique SSHI parallèle	D-4
D.1.3	Technique SSHI série	D-5
D.1.4	Technique SECE	D-7
D.1.5	Représentation graphique et Comparaison	D-8
D.2	Développement théorique à amplitude d'excitation constante	D-8
D.2.1	Technique standard	D-9
D.2.2	Technique SSHI parallèle	D-9
D.2.3	Technique SSHI série	D-10
D.2.4	Technique SECE	D-10
D.2.5	Représentation graphique et Comparaison	D-11

E	Prise en Compte des Pertes du SECE	E-1
E.1	Pertes constantes du convertisseur	E-2
E.2	Pertes pour des charges faibles	E-5
E.3	Pertes pour des charges importantes	E-5
E.4	Comparaison avec des résultats expérimentaux	E-6
F	Récupération Non-Linéaire à partir de l'Effet Magnétique	F-1
F.1	Transformations duales de la récupération d'énergie par effet piézo- électrique	F-2
F.2	Transposition des expressions de l'énergie récupérée	F-2
F.3	Validation par simulation	F-4
F.4	Discussion	F-6
F.5	Extensions	F-7
G	Effet d'une Distorsion Sans Conservation d'Énergie sur l'Indice d'Endommagement	G-1
G.1	Atténuation avec distorsion	G-2
G.2	Contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant avec distorsion	G-3
Folio Administratif		Folio-1

Nomenclature et Abréviations

Nomenclature

Symbole	Signification
<i>Grandeurs et paramètres mécaniques</i>	
F	Force appliqué au système
F_M	Amplitude de la force appliquée au système
S	Déformation
T	Contrainte
u	Déplacement
u_M	Amplitude du déplacement
Λ	Surface d'un insert piézoélectrique ou pyroélectrique
v	Volume d'un insert piézoélectrique ou pyroélectrique
ρ	masse volumique
c	Constante élastique
C	Coefficient d'amortissement structural équivalent du système masse-ressort-amortisseur
K_D	Raideur équivalente en circuit ouvert du système masse-ressort-amortisseur
K_E	Raideur équivalente en court-circuit du système masse-ressort-amortisseur
l	Épaisseur d'un insert piézoélectrique ou pyroélectrique
M	Masse dynamique équivalente du système masse-ressort-amortisseur
s	Souplesse élastique
φ	Phase de la réponse indicielle
ω_D/f_D	Pulsation/fréquence de résonance mécanique en circuit ouvert
ω_E/f_E	Pulsation/fréquence de résonance mécanique en court-circuit
ω_n	Pulsation naturelle

Symbole	Signification
ω_{res}/f_{res}	Pulsation/fréquence de résonance mécanique
ξ_0	Amortissement
Q_M	Facteur de qualité mécanique

Grandeurs et paramètres électriques

D	Induction électrique
E	Champ électrique
h	Tension en créneau générée par la commutation
H	Amplitude de la tension en créneau générée par la commutation
I	Courant sortant de l'insert piézoélectrique ou pyroélectrique
I_{max}	Courant maximal sortant de l'élément piézoélectrique ou pyroélectrique
q	Charge électrique
V	Tension piézoélectrique ou pyroélectrique
V_D	Tension de seuil d'une diode
V_{DC}	Tension sur la résistance de charge
V_m	Tension piézoélectrique ou pyroélectrique à la fin de l'inversion
V_M	Tension piézoélectrique ou pyroélectrique maximale
V_S	Valeur de la source de tension du circuit de commutation
V_{SW}	Tension de chute du commutateur
γ	Facteur d'inversion
γ_C	Rendement du convertisseur SECE/SMCE
ϵ	Permittivité
κ	Imperméabilité diélectrique
ξ_{sw}	Coefficient d'amortissement du circuit de commutation
ϕ	Retard de commutation
ω_{sw}/f_{sw}	Pulsation/fréquence d'inversion (ou pulsation/fréquence naturelle du circuit de commutation)
C_0	Capacité bloquée de l'insert piézoélectrique ou pyroélectrique
C_{int}	Capacité de commutation intermédiaire
C_S	Capacité de stockage/lissage
L	Inductance d'inversion
L_{min}	Inductance minimale d'inversion
m	Rapport du transformateur des techniques SSHI-MR et SSHI hybride
Q_i	Facteur de qualité électrique
r	Résistance du circuit d'inversion

NOMENCLATURE ET ABBRÉVIATIONS

Symbole	Signification
R_L	Résistance de charge
t_i	Temps d'inversion de la tension
t_n	Instant d'inversion de la tension
x	Rapport de capacités

Grandeurs et paramètres thermiques

θ	Température
θ_0	Température moyenne
θ_M	Amplitude de variation de la température
T_C	Température froide
T_H	Température chaude
\mathcal{C}	Capacité calorifique

Grandeurs et paramètres magnétiques

B	Induction magnétique
B_{max}	Induction magnétique maximale
L_0	Inductance propre de l'actuateur magnétique
\mathcal{S}	Surface magnétique

Grandeurs et paramètres électromécaniques

\mathcal{P}	Polarisation
α	Facteur de force
d	Coefficient de charge (déformation/champ électrique)
e	Coefficient de tension (contrainte/champ électrique)
g	Coefficient de tension (déformation/induction)
h	Coefficient de tension (contrainte/induction)
k	Coefficient de couplage

Grandeurs et paramètres électrothermiques

k	Coefficient de couplage
-----	-------------------------

Symbole	Signification
p	Coefficient pyroélectrique
<i>Grandeurs et paramètres magnétomécaniques</i>	
\mathcal{A}	Facteur de force magnétique
<i>Grandeurs énergétiques</i>	
P	Puissance
P_{dispo}	Puissance mécanique disponible sans dispositif de récupération
P_{extraite}	Puissance extraite de la structure électromécanique
P_{lim}	Puissance extraite/récupérée limite dans le cas de la récupération à force d'amplitude constante
$P_{\text{méca}}$	Puissance mécanique disponible dans le système
P_T	Puissance totale dans le système
W	Énergie
<i>Paramètres de contrôle de santé structurale</i>	
V_{ref}	Tension de référence
V_{sig}	Tension reçue sur le capteur d'onde de Lamb
a	Facteur d'atténuation
A_0	Premier mode antisymétrique
$BP_{\text{ém}}$	Bande passante de l'émetteur d'onde de Lamb
f	Opérateur de distance
F_i	i -ème composante du spectre de Fourier du signal de référence
$f_{\text{ém}}$	Fréquence de résonance de l'émetteur d'onde de Lamb
f_M	Fréquence maximale du signal reçu/de référence
f_S	Fréquence d'échantillonnage
FD_i	i -ème composante du spectre de Fourier du signal reçu
g	Opérateur de transformation
N	Nombre d'échantillons
NO	Nombre d'opérations
R_i	i -ème récepteur d'onde de Lamb
n_0	Retard en nombre d'échantillons
S_0	Premier mode symétrique

Symbole	Signification
sig	Signal reçu
sig_0	Signal de référence
T_i	i -ème émetteur d'onde de Lamb

Autres

β	Coefficient de proportionnalité entre la source de tension du circuit de commutation et l'amplitude de déplacement
Δ	Opérateur de différentiation
η	Rendement
σ	Entropie
ω_0/f_0	Pulsation/fréquence d'oscillation mécanique ou de variation de température
A	Amortissement
G	Gain en puissance récupérée
H_i	Réponse indicielle
\mathcal{H}	Nombre d'onde
n	Coefficient de hachage du BSD
sgn	Fonction signe (avec $\text{sgn}(0) = 0$)
T_0	Période d'oscillation mécanique ou de variation de température
t	Temps
x_i	i -ème direction de l'espace

Abbréviations

Abbréviation	Signification	Traduction
<i>Contrôle vibratoire (chapitre 2)</i>		
SSD	Synchronized Switch Damping	Amortissement par commutation synchronisée
SSDI	Synchronized Switch Damping on Inductor	Amortissement par commutation synchronisée sur inductance
SSDS	Synchronized Switch Damping on Short-circuit	Amortissement par commutation synchronisée sur court-circuit
SSDV	Synchronized Switch Damping on Voltage sources	Amortissement par commutation synchronisée sur sources de tension

Abbréviation	Signification	Traduction
SSDVa	Synchronized Switch Damping on adaptive Voltage sources	Amortissement par commutation synchronisée sur sources de tension adaptées
ACLD	Active Constrained Layer Damping	Amortissement actif par couches contraintes
SACLD	Segmented Active Constrained Layer Damping	Amortissement actif par couches contraintes segmentées
SSSC	Synchronized Switch Stiffness Control	Contrôle de raideur par commutation synchronisée
BSD	Blind Switch Damping	Amortissement par commutation aveugle
BSDS	Blind Switch Damping on Short-circuit	Amortissement par commutation aveugle sur court-circuit
BSDV	Blind Switch Damping on Voltage sources	Amortissement par commutation aveugle sur sources de tension
BSDVa	Blind Switch Damping on adaptive Voltage sources	Amortissement par commutation aveugle sur sources de tension adaptatives
BSDVp	Blind Switch Damping on piecewise constant Voltage sources	Amortissement par commutation aveugle sur sources de tension constantes par morceaux

Récupération d'énergie (chapitre 3)

SECE	Synchronous Electric Charge Extraction	Extraction synchronisée de charges électriques
SSH	Synchronized Switch Harvesting	Récupération par commutation synchronisée
SSHI	Synchronized Switch Harvesting on Inductor	Récupération par commutation synchronisée sur inductance
SSHS	Synchronized Switch Harvesting on Short-circuit	Récupération par commutation synchronisée sur court-circuit
SSHI-MR	Synchronized Switch Harvesting on Inductor with Magnetic Rectifier	Récupération par commutation synchronisée sur inductance avec redresseur magnétique

NOMENCLATURE ET ABBRÉVIATIONS

Abbréviation	Signification	Traduction
DSSH	Double Synchronized Switch Harvesting	Récupération par double commutation synchronisée
<i>Contrôle de santé structurale (chapitre 4)</i>		
DI SHM	Damage Index Structural Health Monitoring	Indice d'Endommagement Contrôle de santé structurale
<i>Contrôle de santé structurale autonome (chapitre 5)</i>		
CND	Contrôle Non Destructif	N/A
AWR	Autonomous Wireless Receiver	Récepteur Sans fil Autonome
AWT	Autonomous Wireless Transmitter	Émetteur Sans fil Autonome
VDCu	Vibration and Damage Control unit	Unité de contrôle vibratoire et d'endommagement
<i>Autres</i>		
AC DC	Alternative Current Direct Current	Courant alternatif Courant continu
FFT FWT HHT RMS	Fast Fourier Transform Fast Wavelet Transform Hilbert-Huang Transform Root Mean Square	Transformée de Fourier rapide Transformée en ondelettes rapide Transformée d'Hilbert-Huang Racine carrée de la moyenne du carré
LTI	Linear Time-Invariant	Linéaire et temporellement invariant
BMC CRFP	Bulk Molding Compound Carbon Fibre Reinforcement Plate	Composite moulé en masse Plaque renforcée par fibres de carbone

Abbréviation	Signification	Traduction
AOP IC	Amplificateur OPérationnel Integrated Circuit	N/A Circuit intégré
ACK RF	ACKnowledgement Radio-Frequency	Reçu Radiofréquence
SOI	Silicon On Insulator	Silicium sur isolant
ADVICE	Autonomous Damage detec- tion and Vibration Control systEms	Systèmes autonomes de détection d'endommagement et de contrôle de vibrations
AIAA	American Institute of Aero- nautics and Astronautics	Institut américain d'aéronautique et d'astronautique
ASME	American Society Of Me- chanical Engineers	Société américaine des ingénieurs mécaniciens
GBF	Générateur Basse Fré- quance	N/A
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Institut des ingénieurs électri- ciens et électroniciens
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems	Microsystèmes électromécaniques
<i>resp.</i>	respectivement	N/A
Q & S	Quartz et Silice	N/A
SPIE	Society of Photo-optical Instrumentation Engi- neers ^{nomencl.1}	Société des ingénieurs en instru- mentation photo-optique
STREP	Specific Targeted REsearch European Project	Projet européen de recherche à cible spécifique

Récupération d'énergie magnétique (annexe F)

SMCE	Synchronized Magnetic Current Extraction	Extraction synchronisée du cou- rant magnétique
SSHC	Synchronized Switch Har- vesting on Capacitor	Récupération par commutation synchronisée sur capacité

nomencl.1. officiellement le nom *SPIE* n'est plus un acronyme

Vue d'Ensemble

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la réalisation de systèmes énergétiquement autonomes dont la fonction consiste à suivre l'évolution de l'état de santé et à préserver l'intégrité de structures. Une telle considération s'inscrit dans le contexte économique industriel, traduit par une demande forte en termes de réseaux de capteurs autonomes. De plus, la récupération d'énergie ambiante pour l'alimentation de ces capteurs est une solution élégante concernant les problèmes environnementaux qui découlent du recyclage des réservoirs d'énergies (batteries).

Toutes les étapes de la conception d'un tel dispositif seront abordées de manière générale, en considérant tour à tour les parties concernant le contrôle de vibrations, la récupération d'énergie, et enfin le contrôle de santé structurale. Enfin, la maîtrise de tous ces aspects et leur mise en commun permettra d'aboutir à un système réel de contrôle de santé structurale énergétiquement autonome.

Par soucis de concision, les développements exposés se limiteront à des cas simples (par exemple une excitation monochromatique) ; la volonté de ce manuscrit étant d'exposer des principes généraux plutôt que de s'attarder sur des cas particuliers qui relèvent plus de la conception industrielle que d'un travail de recherche.

Le premier chapitre présente une introduction sur les différentes techniques en matière de contrôle vibratoire, de récupération d'énergie, de contrôle de santé structurale et de dispositifs autonomes. Il expose également les principes de la piézoélectricité et de la pyroélectricité, dont les effets seront utilisés pour l'accomplissement des différentes fonctions considérées.

Ensuite l'aspect de contrôle de vibrations sera abordé. Dans un premier temps, ce chapitre présentera les techniques existantes de contrôle vibratoire par commutation synchronisée d'un élément piézoélectrique.

Suivra ensuite le développement d'un système électronique énergétiquement autonome avec une sélection des instants de commutation (pour le contrôle large bande). Puis de nouvelles techniques de contrôle de vibrations semi-actives seront exposées.

La première de ces techniques consiste à contrôler la raideur d'un système électromécanique par des commutations sur zéros de déplacement (alors que les techniques précédemment évoquées dans ce domaine consistent à augmenter les pertes par commutation sur extrema de déplacement). On appliquera ensuite cette méthode, efficace et peu gourmande en énergie, à la réduction de vibrations.

La seconde et dernière méthode consiste à commuter de manière totalement indépendante de la vibration, à une fréquence relativement élevée par rapport à

celle de la vibration. Cette nouvelle approche “en aveugle” permet le contrôle de vibration sur une très large gamme de fréquence, et son application est de fait indépendante de la structure. Il sera montré en particulier que cette approche permet d’effectuer une différentiation à moindre coût du déplacement, et donc à augmenter les pertes visqueuses de la structure, qui conduisent à un effet d’amortissement. Trois techniques seront dérivées des principes généraux de commutation aveugle, chacune ayant ses avantages et ses inconvénients.

La récupération d’énergie ambiante fera l’objet du chapitre suivant, véritable enjeu en terme de dispositifs énergétiquement autonomes.

Les techniques de récupération non-linéaires à partir de vibrations déjà développées au LGEF seront exposées dans une première partie, ainsi que de nouvelles interprétations notamment en termes de transferts énergétiques. Deux cas de figures seront considérés : soit des systèmes dont l’amplitude de déplacement est imposée, soit des structures excitées à force d’amplitude constante. Dans ce dernier cas, les deux types de conversion (mécano-électrique et électro-mécanique) sont considérés, conduisant à un effet d’amortissement vibratoire.

L’extension de ces techniques à la récupération d’énergie thermique à partir de l’effet pyroélectrique sera ensuite abordée. L’effet pyroélectrique étant très proche de l’effet piézoélectrique, il sera démontré que les techniques non-linéaires peuvent directement être appliquées. Les similitudes et différences avec la récupération d’énergie vibratoire seront également discutées.

Dans le cadre du fort développement de micro et nano-générateurs, les effets des composants discrets des circuits de récupération seront abordés dans la partie suivante. Ces effets interviennent notamment lorsque la tension de sortie des actionneurs est très faible. Après l’étude de l’impact des tensions de seuil des semi-conducteurs sur les techniques classique et non-linéaires déjà existantes, deux nouvelles méthodes particulièrement bien adaptées à la récupération d’énergie sur faibles niveaux de tension seront exposées. La première de ces techniques consiste en une légère modification d’une structure déjà existante (SSH1 série), et conduit à la suppression de deux diodes dans le circuit de redressement (composé de quatre diodes dans le cas classique), tout en autorisant le fonctionnement autonome du micro-générateur. Ainsi lors d’un cycle de récupération d’énergie, les pertes dues à ces composants est divisée par deux. La seconde technique de limitation des pertes des semi-conducteurs inclut un transformateur entre le circuit d’extraction de l’énergie et celui de stockage. Ainsi les chutes de tensions provoquées par le redresseur et vues par le circuit d’extraction sont divisées par le rapport de transformation, ce qui réduit significativement les pertes du redresseur. Dans ce cas le fonctionnement autonome du micro-générateur est également possible.

Dans le cas des techniques de récupération d’énergie par traitement non-linéaire de la tension de sortie d’éléments piézoélectriques ou pyroélectriques, l’énergie qui peut être extraite ou récupérée dépend fortement de la qualité du traitement du signal électrique. Aussi, le paragraphe suivant s’intéresse à la réduction des pertes de commutation par l’utilisation d’un réservoir d’énergie intermédiaire (en l’occurrence une capacité). Cette capacité permet de réduire les pertes Joules du circuit de commutation, et autorise donc une meilleure extraction/récupération d’énergie

(typiquement 40% plus importante).

L'utilisation d'un réservoir intermédiaire d'énergie électrostatique fait également l'objet de la partie suivante. Cependant ce réservoir est ici utilisé pour découpler l'extraction d'énergie de l'étage de récupération. Il en résulte donc une énergie extraite indépendante de la charge. De plus, une telle technique permet la maîtrise du compromis entre augmentation de l'énergie disponible sur l'insert et l'énergie récupérée par cycle. Dans le cas d'une excitation d'amplitude constante, cette méthode autorise de plus la maîtrise du compromis entre amortissement et récupération d'énergie. Ainsi une quantité d'énergie plus importante peut être récoltée.

Enfin des pistes concernant de nouvelles techniques de récupération d'énergie seront abordées. La première consiste à fournir une énergie initiale au système afin d'augmenter le bilan d'énergie récupérée. Ce flux bidirectionnel de l'énergie permet un gain en énergie totale (récupérée moins fournie) très important (supérieur à toutes les techniques existantes). La seconde piste consiste à combiner deux architectures non-linéaires de récupération d'énergie : récupération parallèle et récupération *via* un transformateur. Bien qu'une telle méthode ne permet pas un gain en terme d'énergie comparée aux techniques qui la composent, la bande passante en terme de charge est fortement augmentée.

Le chapitre suivant constitue la dernière étape avant la conception du dispositif de suivi de santé structurale auto-alimenté. Il consiste à étudier des moyens de contrôle de santé structurale à moindre coût énergétique à partir de l'interaction d'onde acoustique (et particulièrement d'onde de Lamb) avec la structure à inspecter. À partir de la signature de cette onde relevée sur un capteur, un Indice d'Endommagement reflétant l'état de santé de la structure est calculé.

Dans un premier temps on rappellera les principes et les techniques déjà existantes sur ce type de contrôle, ainsi que les effets des formes d'ondes appliquées sur l'émetteur et de la quantification au niveau du récepteur.

Le paragraphe suivant portera sur la généralisation du critère d'endommagement au moyen d'un formalisme mathématique. À partir de ce formalisme seront proposées différentes variantes de l'Indice d'Endommagement, dont les coûts énergétiques associés seront mis en avant.

Puis le comportement des différents Indices d'Endommagement ainsi définis sera abordé et discuté, dans le cas où l'on fait subir des modifications analytiques à un signal de référence (signal synthétique ou issu d'une mesure expérimentale). La sensibilité au bruit des différents critères sera également étudiée.

Les résultats ainsi obtenus seront ensuite comparés à ceux obtenus avec un dispositif réel, où le défaut est un trou débouchant de diamètre croissant. Différents cas de figure seront analysés, selon que le défaut se situe dans l'axe ou dans le trajet direct de l'onde de Lamb.

Une fois les principes des dispositifs autonomes définis, le chapitre 5 proposera l'implémentation des techniques exposées dans le but de concevoir un système de contrôle de santé structurale totalement autonome et sans fil. La méthode de récupération utilisée sera basée sur les techniques déjà existantes, du fait de leur maturité. Cependant, en terme de contrôle de santé, les contraintes énergétiques conduisent

à l'utilisation d'un Indice d'Endommagement modifié par rapport aux méthodes existantes.

Dans un premier temps on définira les différents modules du système, composé d'un émetteur d'onde acoustique, d'un récepteur et d'une station de base. L'émetteur et le récepteur, réelles innovations de cette partie, seront détaillés. Leurs principes de fonctionnement et les coûts énergétiques associés aux fonctions qu'ils remplissent seront ainsi exposés.

Le paragraphe suivant proposera des stratégies de mise en réseau de ces modules, que ce soit en terme de communication ou de contrôle de santé structurale. Ces stratégies devront répondre aux contraintes énergétiques fortes du fait de l'autonomie des modules d'émission et de réception.

Le fonctionnement du réseau d'actionneurs/capteurs ainsi défini sera validé dans le cas simple d'une structure unidimensionnelle de type poutre, avec un défaut bidimensionnel obtenu, par soucis de reproductibilité, par ajout de mastic sur la surface de la structure. Les besoins et capacités énergétiques seront également évalués, montrant la viabilité du système dans des conditions vibratoires réelles. Enfin, les performances de détection de défaut seront étudiées dans différents cas de figure de complexité croissante (partant de l'alimentation externe du réseau sans la présence de vibrations pour aller jusqu'au fonctionnement autonome où les émetteurs et récepteurs sont alimentés à partir de l'énergie récupérée à partir des vibrations).

Le dernier paragraphe de ce chapitre exposera l'implémentation d'un tel réseau sur une structure aéronautique plus réaliste, effectuée dans le cadre du projet européen ADVICE. Les modules, légèrement différents, seront ainsi décrits, ainsi que les conditions de test sur la structure.

Enfin, une conclusion générale rappellera les principes exposés ainsi que les différents résultats obtenus. De même, les enjeux futurs et perspectives en termes de récupération d'énergie et de dispositifs autonomes seront dégagés.

Chapitre 1

Généralités

Le but de ce chapitre est de présenter les principaux phénomènes physiques et applications ayant un lien direct avec les sujets abordés dans cette thèse.

Ainsi les phénomènes intervenant dans la conversion piézoélectrique et pyroélectrique sont présentés. La modélisation d'une structure électromécanique est également rappelée en annexe A.

De même l'autre objectif de cette partie est de situer le travail présenté dans le contexte scientifique actuel. Une description de l'état de l'art en matière d'amortissement vibratoire, de récupération d'énergie et de contrôle de santé structurale est ainsi également proposée.

Enfin il sera également abordé la mise en commun de ces thématiques, par la présentation de dispositifs autonomes déjà réalisés, voire déjà commercialisés.

1.1 Matériaux piézoélectriques et pyroélectriques

1.1.1 Effet piézoélectrique

La première démonstration de l'effet piézoélectrique fut effectuée par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880. L'étymologie du mot provient du grec *piézein* (presser, appuyer). L'effet piézoélectrique se traduit soit par l'apparition d'un champ électrique lorsque le matériaux est soumis à une déformation mécanique (effet direct), soit par une déformation du matériaux lorsque celui-ci est sujet à un champ électrique (effet inverse), ainsi qu'illustré par la Figure 1.1.

Le phénomène piézoélectrique est expliqué par le déplacement d'un moment dipolaire à l'intérieur même de la maille du matériau (Figure 1.2), créant une non-coïncidence des barycentres de charges positives et négatives, et engendrant par conséquent une relation multiphysique entre mécanique (ou thermique) et électricité. On différenciera néanmoins la nature du phénomène piézoélectrique (ou pyroélectrique) selon que le mécanisme mis en jeu est :

- ionique
- la délocalisation de la structure cristalline
- la délocalisation de la structure moléculaire
- l'interaction entre différents points d'un milieu poreux

Cependant l'existence de la piézoélectricité dépend de la structure cristalline du matériau. De fait, ainsi que décrit Figure 1.3, parmi les 32 classes cristallines existantes, seulement 20 présentent des caractéristiques piézoélectriques. On pourra noter que parmi ces matériaux, seuls 9 sont ferroélectriques ; cette notion définissant de manière analogue au ferromagnétisme le comportement hystérétique de la

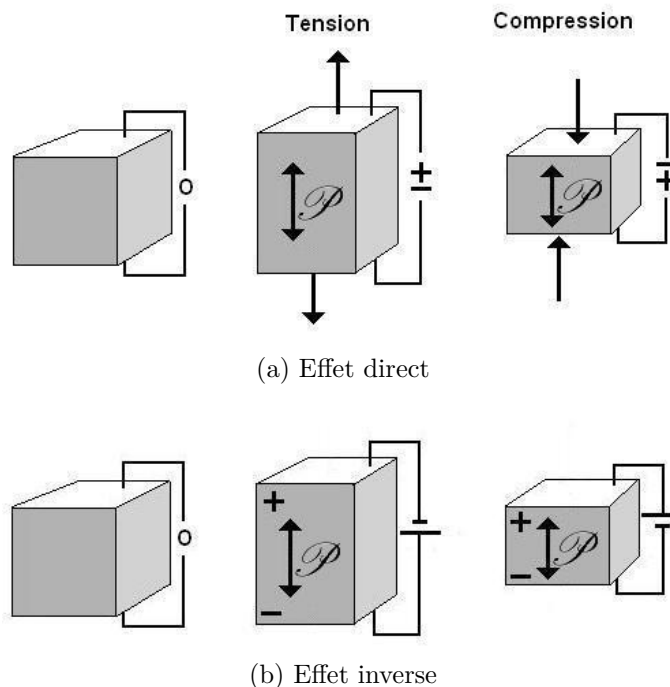


Figure 1.1 – Effet piézoélectrique (source : <http://bostonpiezooptics.com>)

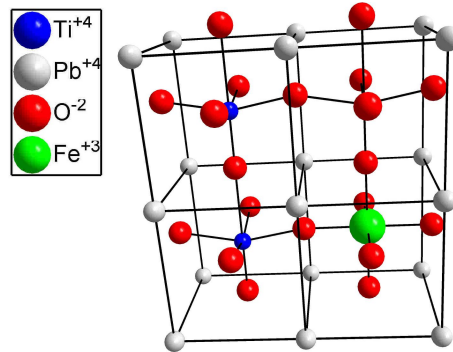


Figure 1.2 – Exemple d’une maille d’une céramique $Pb[Zr_xTi_{1-x}]O_3$ (PZT) (source : <http://www.tu-darmstadt.de/fb/ch/PCIII/>)

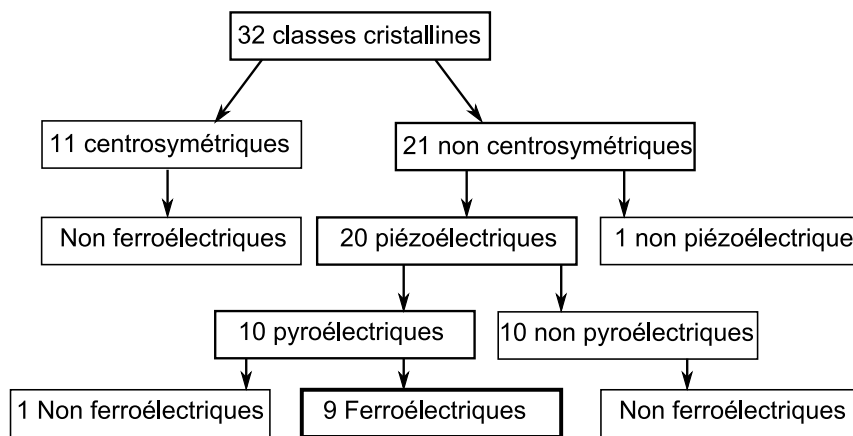


Figure 1.3 – Classes cristallines et piézoélectricité

polarisation macroscopique Π en fonction du champ électrique E appliqué.

Les applications de la piézoélectricité couvrent un large spectre, allant du capteur biomédical ultrasonique aux actionneurs d’imprimantes jet d’encre. Actuellement, plusieurs familles de matériaux peuvent être rencontrées. Parmi les plus répandues (industriellement ou dans le milieu de la recherche), citons les céramiques type PZT, les films PVDF, ou encore les monocristaux. Les céramiques PZT sont parmi les plus utilisées dans le domaine des actionneurs ; notamment les céramique dites “dures”, qui présentent un coefficient de couplage correct et peu de pertes diélectriques (alors que les céramiques dites “douces” présentent d’importantes pertes mécaniques, bien qu’ayant un coefficient de couplage plus élevé). Les films piézoélectriques type PVDF sont plus destinés au monde des capteurs, car ils possèdent un facteur de tension assez important tout en étant très souples, donc facilement intégrables sur des structures présentant des surfaces courbes. Les cristaux type PMT-PT sont cependant les matériaux présentant le plus fort couplage, mais leur élaboration reste encore complexe et coûteuse, limitant leur champ d’application. A titre de comparaison, le Tableau 1.1 regroupe les ordres de grandeurs des principales caractéristiques de différents types de matériaux. L’importance de la figure de mérite k^2Q_M correspondant au produit de coefficient de couplage au carré k^2 par le facteur de qualité mécanique Q_M pour le contrôle vibratoire et la récupération d’énergie a été précédemment dé-

Matériaux	Couplage k_{31} (%)	Facteur de qualité mécanique Q_M
P1 89 (PZT dure) (<i>Quartz & Silice</i>)	32	> 1000
C-213 (PZT dure) (<i>Fuji</i>)	34	2500
Pz24 (PZT dure) (<i>Ferroperm</i>)	29	> 1000
P1 88 (PZT douce) (<i>Quartz & Silice</i>)	37	80
P1 94 (PZT douce) (<i>Quartz & Silice</i>)	38	60
C-5 (PZT douce) (<i>Fuji</i>)	38	90
Pz27 (PZT douce) (<i>Ferroperm</i>)	33	80
Cristal PMN-PT	50	100
Film PVDF	12	10

Tableau 1.1 – Paramètres de conversion de plusieurs types de matériaux

montrée dans les travaux de thèse d'Adrien Badel [Bad05], et tient compte à la fois de la capacité du matériau à convertir l'énergie mécanique (représentée par le coefficient de couplage k) et de l'énergie mécanique effective disponible dans la structure (définie par le facteur de qualité mécanique Q_M).

Sous l'hypothèse linéaire (petites déformations), les relations fondamentales régissant le comportement des matériaux piézoélectriques sont données dans le Tableau 1.2^{1.1}, dont les grandeurs sont présentées dans le Tableau 1.3. Les contraintes T et les déformations S sont représentées par des tenseurs d'ordre 2 à 3 lignes et 3 colonnes, alors que les constantes élastique s et les compliances c forment des tenseurs d'ordre 4 à 3 lignes et 3 colonnes. Les champs électriques E et les inductions D sont représentés par des vecteurs à trois composantes, et les permittivités ϵ et les imperméabilités diélectriques β par des matrices à 3 lignes et 3 colonnes. Enfin, les coefficients piézoélectriques d , g , e et h sont décrits par des tenseurs d'ordre 3 à 3 lignes et 6 colonnes^{1.2}.

Le coefficient de couplage du matériau^{1.3}, qui donne le rapport entre l'énergie convertie et l'énergie totale (norme IEEE Std 176-1987 [ANS87]), peut être exprimé à partir des coefficients piézoélectriques comme indiqué Figure 1.4, qui dresse le bilan énergétique dans le cas de l'effet inverse (en haut) et de l'effet direct (en bas), et qui conduit respectivement aux définitions du coefficient de couplage (1.1) et (1.2)^{1.4},

1.1. par la suite on considèrera la notation différentielle implicite

1.2. Ces vecteurs, matrices et tenseurs peuvent être réduits du fait de l'existence de symétrie et selon le principe de réciprocité.

1.3. différent du coefficient de couplage de la structure électromécanique globale détaillé dans l'annexe A et qui sera utilisé plus tard.

1.4. les différentes notations des énergies sont définies Figure 1.4

Paramètres indépendants	Équation électrique	Équation mécanique
E, T	$dD = \epsilon^T \cdot dE + d \cdot dT$	$dS = s^E \cdot dT + d^t \cdot dE$
D, T	$dE = \beta^T \cdot dD - g \cdot dT$	$dS = s^D \cdot dT + g^t \cdot dD$
E, S	$dD = \epsilon^S \cdot dE + e \cdot dS$	$dT = c^E \cdot dS - e^t \cdot dE$
D, S	$dE = \beta^S \cdot dD - h \cdot dS$	$dT = c^D \cdot dS - h^t \cdot dD$

Tableau 1.2 – Équations de la piézoélectricité

Symbole	Signification	Dimensions
S	Déformation	$m \cdot m^{-1}$
T	Contrainte	$N \cdot m^{-2}$
E	Champ électrique	$V \cdot m^{-1}$
D	Déplacement électrique	$C \cdot m^{-2}$
s	Souplesse élastique	$m^2 \cdot N^{-1}$
c	Constante élastique	$N \cdot m^{-2}$
ϵ	Permittivité	$F \cdot m^{-1}$
β	Imperméabilité diélectrique	$m \cdot F^{-1}$
d	Coefficient de charge	$m \cdot V^{-1}$
g	Coefficient de tension	$V \cdot m \cdot N^{-1}$
e	Coefficient de tension	$C \cdot m^{-2}$
h	Coefficient de tension	$V \cdot m^{-1}$
$[]^t$	Opérateur transposé	N.A.
$[]^X$	À X constant	N.A.

Tableau 1.3 – Paramètres intervenant dans l'effet piézoélectrique

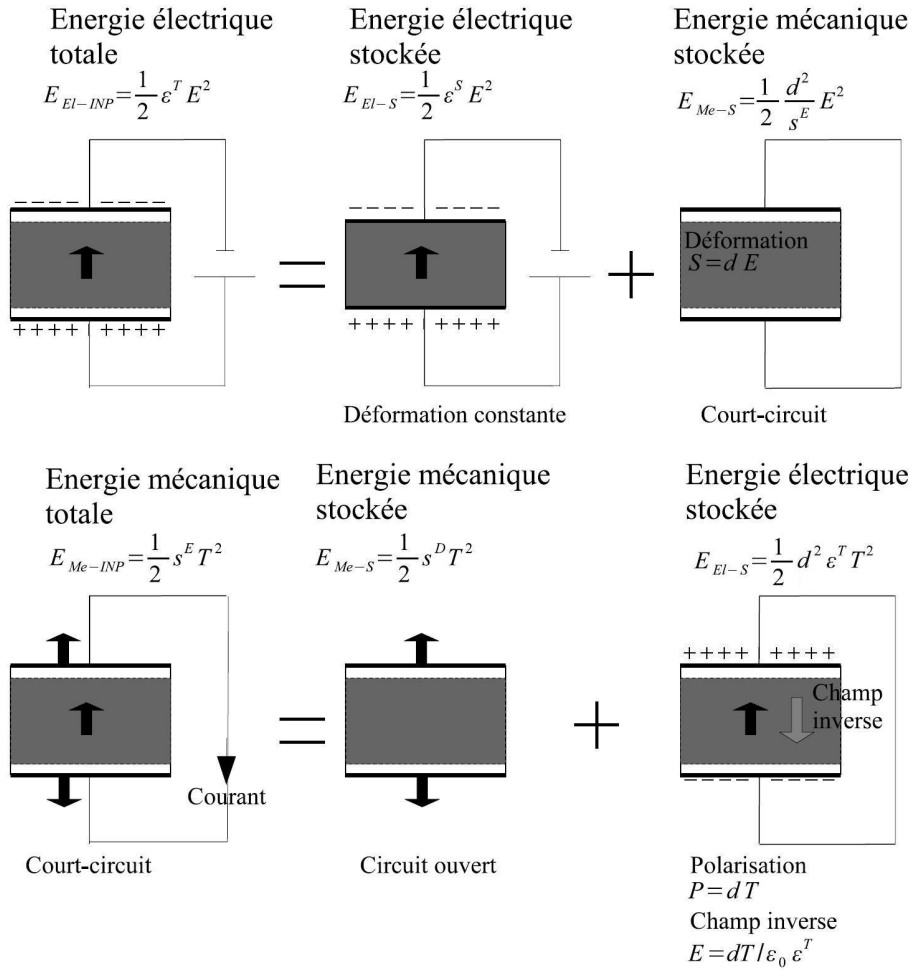


Figure 1.4 – Bilan énergétique de l'effet piézoélectrique (source : [Mag06]) : (en haut) effet inverse ; (en bas) effet direct

conduisant aux relations (1.3)^{1.5}.

$$k_t^2 = \frac{E_{Me-S}}{E_{El-INP}} \quad (1.1)$$

$$k_t^2 = \frac{E_{El-S}}{E_{Me-INP}} \quad (1.2)$$

$$\frac{\epsilon^T}{\epsilon^S} = \frac{s^D}{s^E} = 1 - k^2 \quad (1.3)$$

L'expression des coefficients de couplage est alors définie à partir des différentes composantes des tenseurs selon que l'on considère un axe, une géométrie de déformation et un électrodage particuliers. Dans la suite nous nous intéresserons particulièrement au couplage transversal k_{31} , dont l'expression est donné par (1.4). Les indices

1.5. dans le cas d'un insert piézoélectrique collé à une structure, on comprend donc que le coefficient de couplage diminue, les raideurs en court-circuit et circuit ouvert étant alors très proches

correspondent aux notations classiques, c'est-à-dire que les indices 1, 2 et 3 sont les axes principaux (avec par convention l'axe 3 correspondant à l'axe de polarisation), et les indices 4, 5 et 6 représentent les rotations autour des axes respectifs 1, 2 et 3.

$$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{\epsilon_{31}^T s_{31}^E} \quad (1.4)$$

Au voisinage de la résonance mécanique, la valeur du couplage peut être expérimentalement déterminée à partir des fréquences de résonance mécaniques en circuit ouvert f_D ^{1.6} et en court-circuit f_E ^{1.7} par la relation (approchée) (1.5).

$$k^2 \approx \frac{f_D^2 - f_E^2}{f_D^2} \quad (1.5)$$

Cependant, dans les applications exposées par la suite, l'élément piézoélectrique est couplé à une structure hôte. Une modélisation simple mais représentative (près des résonances) d'un tel système est un simple second ordre de type masse-ressort-amortisseur électromécaniquement couplé, comme illustré par la Figure 1.5 et qui suit un comportement décrit par les relations (1.6), où u , F , V et I représentent respectivement le déplacement en un point de la structure, la force appliquée, la tension et le courant sortant de l'élément actif. On définit alors M , C et K_E respectivement comme la masse dynamique, le facteur d'amortissement structural et la raideur en court-circuit. α et C_0 sont respectivement le facteur de force équivalent et la capacité bloquée équivalente de l'insert piézoélectrique. On définit également la raideur en circuit ouvert K_D , dont l'expression est donnée en (1.7). A partir de ces équations, l'expression du coefficient de couplage global de la structure est donné par la relation (1.8), à partir de l'expression (1.5). Le développement détaillé de ce modèle est présenté en Annexe A.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha\dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (1.6)$$

$$K_D = K_E + \frac{\alpha^2}{C_0} \quad (1.7)$$

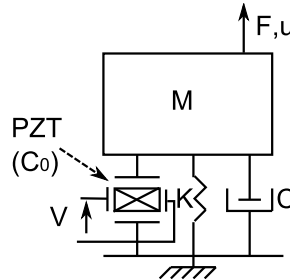


Figure 1.5 – Modélisation masse-ressort-amortisseur d'un système électromécanique

1.6. induction constante

1.7. champ électrique constant

$$k^2 = 1 - \frac{K_E}{K_D} = \frac{\alpha^2}{C_0 K_D} \quad (1.8)$$

1.1.2 Effet pyroélectrique

Certains matériaux aux propriétés piézoélectriques présentent également des propriétés pyroélectriques (Figure 1.3^{1.8}). La pyroélectricité traduit la capacité d'un matériau à changer sa polarisation sous l'action d'une variation de température. Cependant cet effet est assez limité comparé à l'effet piézoélectrique, et le coefficient de couplage électrothermique ne dépasse que rarement les 10%^{1.9}. Néanmoins cette remarque est à nuancer par le fait que les énergies mises en jeu lors d'échanges thermiques sont très importantes comparées à l'énergie mécanique d'un système vibrant, ce qui a un fort impact pour la récupération d'énergie par exemple. Dans le cas d'un matériau présentant des propriétés pyroélectriques et en considérant de faibles variations de température traduisant un comportement linéaire, les équations constitutives sont données par la relation (1.9)^{1.10} ([SPG08]), où θ est la température absolue (exprimée en degrés Kelvin), σ l'entropie, p la constante pyroélectrique, c la capacité calorifique et θ_0 la température moyenne de travail. On peut alors exprimer un coefficient de couplage de manière similaire à celui de la piézoélectricité, ce qui conduit à (1.10).

$$\begin{cases} dD = \epsilon_{33}^\theta dE + pd\theta \\ d\sigma = pdE + \frac{c}{\theta_0} d\theta \end{cases} \quad (1.9)$$

$$k^2 = \frac{p^2 \theta_0}{\epsilon_{33}^\theta c} \quad (1.10)$$

Malgré la forte similitude entre la piézoélectricité et la pyroélectricité, plusieurs points différencient les deux phénomènes. Premièrement, la piézoélectricité peut se manifester selon plusieurs axes (d'où une notation tensorielle), ce qui n'est pas le cas de la pyroélectricité, qui ne nécessite qu'une notation matricielle (la température θ est un scalaire). De plus la conversion pyroélectrique dépend fortement du point de fonctionnement, ce qui s'explique par un travail autour d'une température non nulle. De manière analogue, on retrouverait un comportement similaire dans le cas piézoélectrique en appliquant une précontrainte au matériau.

1.2 Contrôle vibratoire

Dans cette partie nous nous intéresserons à la première application présentée dans ce manuscrit : le contrôle de vibrations à l'aide d'inserts piézoélectriques. Nous comparerons également cette approche avec d'autres moyens de contrôler les vibrations, par exemple à l'aide d'actionneurs magnétiques ou encore à l'aide de matériaux viscoélastiques.

1.8. On pourra noter que la ferroélectricité est une sous-classe de la pyroélectricité.

1.9. alors qu'on peut obtenir jusqu'à 90% en piézoélectricité

1.10. par la suite on considèrera la notation différentielle implicite

1.2.1 Enjeux et principes généraux

Avant de dresser un bref panorama des différentes techniques d'amortissement qu'il est possible d'appliquer, il est légitime de rappeler les principales motivations du contrôle de vibrations : la réduction des nuisances sonores d'une part et la préservation de l'état de santé des structures d'autre part. Ce dernier enjeu s'explique par le fait que les vibrations de fortes amplitudes sont parmi les principales sources d'endommagement (avec les impacts). Ceci est d'autant plus vrai si la structure est résonnante et que le domaine fréquentiel de la force appliquée couvre cette résonance. Le plus tragique mais significatif exemple est le pont de la Basse-Chaîne, suspendu sur la Maine à Angers, qui s'effondra sous les pas d'une troupe militaire marchant en cadence et faisant ainsi entrer le pont en résonance^{1.11}. Le pont de Tacoma Narrows (Figure 1.6a) aux États-Unis est aussi un exemple parlant. Ce pont s'effondra après être entré en résonance sous l'effet du vent. Mais le génie civil n'est pas le seul domaine d'application. Typiquement, le domaine des transports s'intéresse de près à la réduction des vibrations pour des raisons de sécurité (l'exemple du vol Aloha 243 est un exemple parlant de l'effet des vibrations - *cf.* Figure 1.6b) et de confort (les adeptes du vol en hélicoptère le savent bien). On peut citer également la préservation des pistes sur les cartes électroniques rackées qui est un enjeu majeur ([MLG07]). Ce dernier exemple soulève de plus un problème de première importance concernant la place disponible pour les techniques d'amortissement. En effet, la surface disponible pour les matériaux utilisés pour l'amortissement est très limitée (et par conséquent le pouvoir d'amortissement assez faible), ce qui demande donc le développement de techniques de contrôle toujours plus efficaces. Cependant le contrôle vibratoire ne se limite pas qu'à ces domaines d'application. Citons comme autre application l'isolation de capteurs sensibles, tels des accéléromètres ou des gyroscopes.



(a) Pont de Tacoma Narrows au moment de l'effondrement sous l'effet du vent (source : <http://www.egretnest.files.wordpress.com>)



(b) Vol Aloha 243 après qu'une partie de son fuselage se soit arraché sous l'effet des vibrations causées par les turbulences et les atterrissages répétés (source : <http://www.facstaff.bucknell.edu>)

Figure 1.6 – Exemples de d'endommagement sous l'effet de vibrations

1.11. Depuis cet accident, il est en vigueur dans le code militaire de rompre le pas lors de la traversée d'un pont.

Le principe général du contrôle de vibrations peut se diviser en trois catégories :

- contrôle du coefficient d'amortissement structural
- contrôle de la raideur
- contrôle de la masse dynamique

La première méthode est la plus répandue. Elle ne change pas fondamentalement les résonances, mais en atténue fortement les pics. Les deux dernières méthodes, quant à elles, décalent la résonance (et changent également légèrement le facteur de qualité mécanique). Parmi les approches classiques d'utilisation de ces deux dernières techniques, on peut citer les méthodes qui assurent que la structure n'oscille pas sur une résonance, ou encore les systèmes qui imposent le fonctionnement sur des régimes transitoires exclusivement.

Quelque soit la méthode générale utilisée, nous distinguerons plutôt les techniques d'amortissement selon une approche énergétique (incluant non seulement l'énergie opérative, mais aussi celle de commande). Ainsi, dans la suite, les différentes méthodes de contrôle de vibrations seront classées selon les critères suivants :

Les méthodes passives, ne nécessitant aucune énergie extérieure, que se soit pour la partie opérative ou de commande.

Les méthodes actives, nécessitant d'importantes énergies opératives (amplificateurs de forte puissance, notamment réactive) et de commande (traitement complexe du signal). De telles techniques nécessitent également l'implémentation d'une chaîne de traitement complète, incluant capteurs, boucle de retour et actionneurs.

Les méthodes semi-passives, ne nécessitant pas d'énergie opérative, et une très faible énergie de commande (puissance de calcul nécessairement faible - le système peut s'auto-alimenter).

Les méthodes semi-actives, nécessitant une faible énergie opérative (une simple pile est suffisante), et une très faible énergie de commande (puissance de calcul nécessairement faible).

1.2.2 Techniques passives

Parmi les techniques purement passives, on distingue deux méthodes différentes (qui peuvent éventuellement être couplées). Cependant quelle que soit la technique utilisée, le principe consiste à ajouter des pertes, et donc à jouer sur le coefficient d'amortissement structural. La première technique ne considère qu'une conversion mécano-thermique (dissipation sous forme de chaleur). Elle consiste simplement à ajouter des matériaux viscoélastiques sur la structure ([Joh95, SJK95]), dégradant l'énergie mécanique en pertes visqueuses (chaleur), conduisant ainsi à un effet d'atténuation. L'ajout de masse est également très utilisé pour l'amortissement vibratoire ([GC02]). Cependant les performances de tels systèmes sont fortement dégradées à haute température ou à basse fréquence, comme le montre la Figure 1.7. Ceci

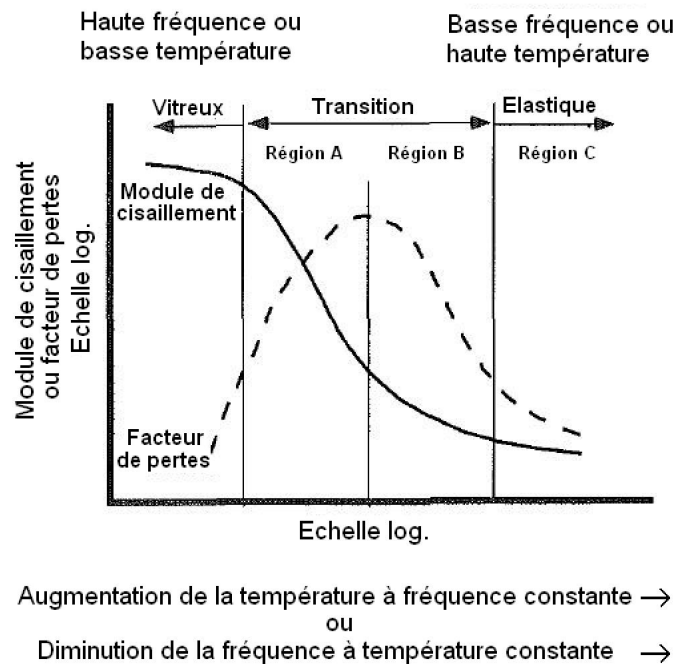


Figure 1.7 – Amortissement des matériaux viscoélastiques en fonction de la température ou de la fréquence (extrait de [Joh95])

est d'autant plus pénalisant que les modes à atténuer et les plus énergétiques sont généralement les premiers modes. De plus de tels systèmes sont assez encombrants.

Afin de remédier à ces problèmes, des techniques passives utilisant la conversion électroactive ont été proposées (d'où une conversion mécano-électro-thermique de l'énergie). Ces méthodes tirent profit de matériaux à haute densité de puissance garantissant un encombrement moindre sur la structure. Forward ([For79]) fut le premier à proposer une solution d'amortissement intégrant un élément piézoélectrique sur une structure, couplé à un circuit électrique formé d'une inductance et d'une résistance. Le principe physique d'une telle technique est double. Premièrement, l'inductance assure la maximization de l'énergie convertie, et la résistance assure la dissipation de cette énergie, conduisant par conséquent à une réduction de l'énergie mécanique dans la structure. Il faudra cependant attendre 1991 pour avoir une approche analytique de l'effet d'amortissement ([HVF91]). Dans ces travaux, il est considéré un élément piézoélectrique avec une inductance et une résistance en série (Figure 1.8a). L'inductance et la résistance optimales sont alors données par (1.11) (k est le coefficient de couplage, C_0 la capacité bloquée, et f_{res} la fréquence de résonance). Wu a également proposé une structure parallèle (Figure 1.8b) dans [Wu96], et a montré que l'amortissement optimal est obtenu sous les conditions (1.12). L'amortissement obtenu à la résonance est alors approximativement égal à l'expression (1.13) (Q_M est le facteur de qualité mécanique de la structure). Moheimi ([Moh03]) résume entre autres dans une synthèse bibliographique les différentes techniques de contrôle passif. L'extension de cette technique à un réseau d'actuateurs a également été proposée par dell'Isola dans [dMP04]. Behrens *et al.* a aussi adapté ces techniques à l'amortissement par effet électromagnétique ([BFM05]), en

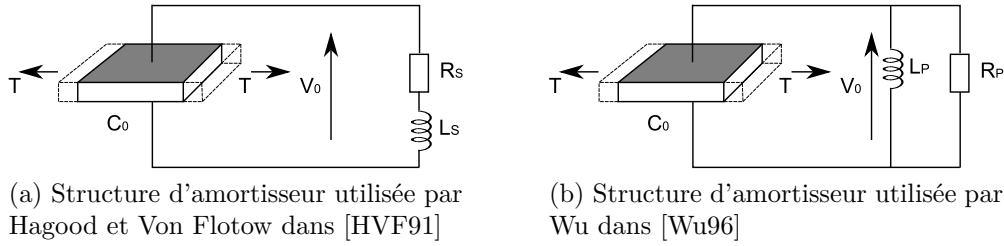


Figure 1.8 – Amortissement par shunt d'élément électroactif

utilisant des transformations duales.

$$\left\{ \begin{array}{l} R_S = \frac{\sqrt{2}k^2}{(1 + 2k^2)C_0 2\pi f_{res}} \\ L_S = \frac{1}{(1 + k^2)C_0 4\pi^2 f_{res}^2} \end{array} \right. \quad (1.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_P = \frac{1}{\sqrt{2}kC_0 2\pi f_{res}} \\ L_P = \frac{1}{(1 - k^2/2)C_0 4\pi^2 f_{res}^2} \end{array} \right. \quad (1.12)$$

$$A_{RL} = \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{k\sqrt{2}}} \quad (1.13)$$

Cependant de tels systèmes présentent des inconvénients majeurs. La plus importante limite tient à la taille de l'inductance. En effet, il est fréquent en utilisant de telles méthodes de trouver des inductances optimales de plusieurs dizaines de Henry, ce qui n'est pas concevable physiquement sans apport d'énergie extérieure par utilisation de circuits type gyrateurs^{1.12} ([EBF91, FM03]). De plus, de telles techniques sont pour la plupart monomodales (les résistance et inductance optimales dépendant de la fréquence de résonance), malgré plusieurs travaux sur l'amortissement multimodal ([Hol94, HS94]). Enfin, de tels systèmes sont très sensibles aux dérives mécaniques de la structure, du fait de la nécessité d'adaptation de la fréquence de résonance électrique sur la fréquence de résonance mécanique. Dès lors, un changement, même peu significatif (dû à un changement de température par exemple) de la fréquence de résonance par exemple, conduit à un effet d'amortissement quasi-nul.

Une solution concernant le problème de l'inductance consiste simplement à n'utiliser qu'une résistance ([LPSK96, Bad05]), mais les performances d'amortissement sont alors largement dégradées. Dans ce cas, la résistance optimale est donnée par (1.14), et l'amortissement induit à la résonance par (1.15).

$$R = \frac{1}{C_0 2\pi f_0} \quad (1.14)$$

1.12. Mais alors la technique n'est plus passive au sens énergétique!

$$A_R = \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{2}} \quad (1.15)$$

Enfin, il est possible de combiner matériaux viscoélastiques et matériaux actifs (le plus souvent des matériaux piézoélectriques comme nous avons pu le voir) afin de créer des systèmes hybrides d'amortissement passif (Figure. 1.9), conduisant à la notion de *Constrained Layer Damping*. Cependant de telles techniques ont plutôt été utilisées avec un contrôle actif de l'élément piézoélectrique (donnant les techniques nommées *Active Constrained Layer Damping* et *Segmented Active Constrained Layer Damping* dans le cas de l'emploi de multiples éléments piézoélectriques - [BR95]).

1.2.3 Techniques actives

Les techniques actives ont été proposées afin de s'affranchir des limitations des techniques purement passives. Dans le cas des techniques actives, un chaîne de traitement complète (incluant capteur, contrôleur, amplificateur et actionneur) est présente (Figure 1.10). Par conséquent, les lois de contrôle possibles sont illimitées, permettant ainsi un contrôle efficace (amortissement important), robuste (quasi-insensible aux dérives et aux erreurs de modélisation) et multimodal. Il est ainsi possible de contrôler la masse, la raideur ou ^{1.13} le coefficient d'amortissement. Le principe général du contrôle actif consiste à générer une onde qui interagit avec les ondes provenant de l'excitation afin de les minimiser.

Citons à titre d'exemple les travaux effectués dans le domaine aéronautique par Giurgiutiu dans [Giu00]. Parmi les lois de contrôle les plus utilisées, un nombre significatif est basé sur un retour linéaire dans l'espace des états (les plus répandues, surtout dans le secteur industriel, étant les contrôleurs proportionnel (P), proportionnel-intégral (PI), et proportionnel-intégral-dérivé (PID)). Ce retour peut être scalaire (système SISO - *Single Input Single Output*) ou vectorielle (système MIMO - *Multiple Input Multiple Output*). La plupart des systèmes de contrôle vibratoire actif utilisent également un observateur d'état, permettant notamment de remonter aux déplacements modaux des structures à contrôler. La notion de *contrôle optimal* permet également la conception de contrôleurs robustes et répondant à des critères bien précis ([CS97]). Ce concept a ainsi conduit au principe de contrôle LQR (*Linear Quadratic Regulator* - [LIS97, LW96]) ou plus récemment LQG (*Linear Quadratic Gaussian*), qui inclut un estimateur (comme un observateur qui reconstruit le déplacement de chaque mode à partir d'une estimation d'état). L'utilisation de la logique floue peut également être incluse pour la prise en compte de plusieurs paramètres ([GM07]).

Malgré leurs performances et leur robustesse, les techniques actives de contrôle vibratoire souffrent d'inconvénients majeurs. Tout d'abord leur complexité rend la conception et la mise en oeuvre assez délicates. Ceci est d'autant plus vrai si le contrôle inclut des estimateurs (comme un observateur), nécessitant alors une connaissance approfondie de la structure (fréquences de résonance, facteurs de qualité mécanique, couplages...). Les techniques actives, de par leur nature, nécessitent également une source d'énergie extérieure. Cette puissance nécessaire est

1.13. inclusif

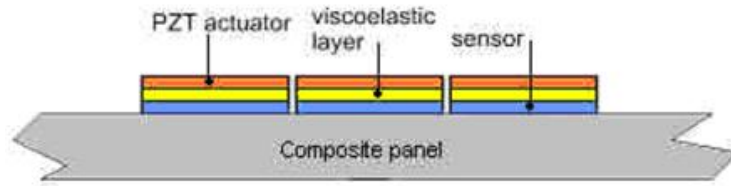
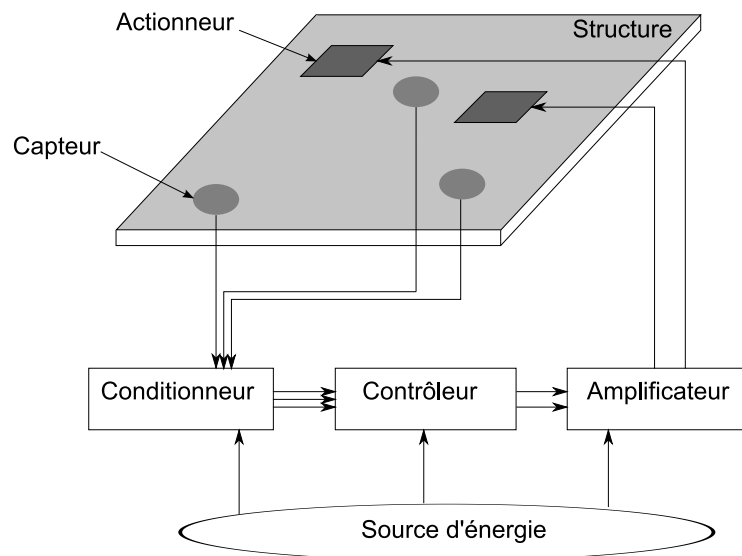
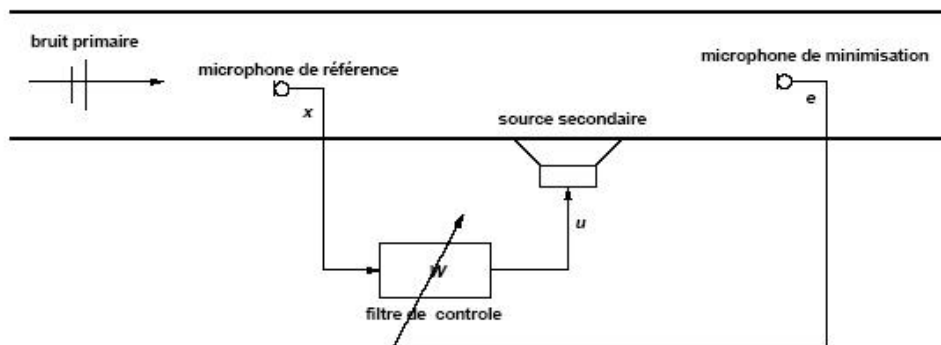


Figure 1.9 – Amortissement par association d'éléments viscoélastiques et shunt d'éléments électroactifs



(a) Contrôle vibratoire



(b) Contrôle vibroacoustique

Figure 1.10 – Synoptique d'une chaîne de traitement pour l'amortissement actif

généralement élevée, et par conséquent les techniques actives ne peuvent être alimentées par des microgénérateurs annexes. De plus, la commande d'actionneurs piézoélectriques nécessite une importante puissance réactive de par la nature capacitive des actuateurs. Par conséquent, la partie puissance de ces techniques de contrôle est très souvent importante et encombrante, malgré des travaux effectués en vue de réduire l'énergie nécessaire au contrôle ([MG05]). Comme précédemment évoqué, des méthodes hybrides combinant des techniques purement passives et actives ont également été proposées afin de limiter cette demande en puissance ([PJ86, HIA96, Baz98]).

Afin d'obtenir un compromis intéressant entre les performances du contrôle actif et la simplicité ainsi que la faible consommation énergétique des systèmes passifs, il a été, de manière plus récente, proposé des systèmes qui se situent à mi-chemin entre le contrôle actif et les techniques purement passives.

1.2.4 Techniques semi-passives et semi-actives

Ainsi afin de combiner les avantages des méthodes actives et passives en limitant les inconvénients apportés par ces deux techniques, de nouvelles techniques de contrôle ont été proposées. Ces techniques, fortement non-linéaires, requièrent très peu d'énergie de commande (qui peut ainsi être auto-alimentée dans certains cas), et peu d'énergie d'actionnement, voire pas du tout. On distinguera ainsi les techniques qui ne nécessitent aucune énergie extérieure dans la partie puissance en les qualifiant de semi-passives de celle qui demandent une énergie limitée en actionnement (semi-actives)^{1.14}. Ainsi on peut voir le semi-passif plus proche des techniques passives, alors que le semi-actif est plutôt dérivé des techniques actives. On fera également une différence entre les systèmes qui peuvent être auto-alimentés (c'est-à-dire qui peuvent générer eux-même leur commande sans apport d'un micro-générateur externe) de ceux qui peuvent être autonomes (c'est-à-dire qui peuvent fonctionner à l'aide d'un micro-générateur externe^{1.15}).

Une des premières techniques semi-passives a été proposée par Davis et Lesieutre dans [DL00]. Elle consiste à contrôler la raideur en circuit ouvert du système par commutation sur un réseau de capacités (Figure 1.11) qui change ainsi le coefficient de couplage et donc la fréquence de résonance. Cette approche semi-passive permet de choisir la fréquence de résonance du système dans une plage (discrétisée) allant d'une fréquence proche de la fréquence de résonance^{1.16} en court-circuit (toutes les capacités sont connectées) à la fréquence de résonance en circuit ouvert (aucune des capacités n'est connectée). Ainsi selon l'excitation, il est possible de se placer hors résonance et donc de limiter les vibrations de la structure.

Cunefare, Clark et Corr ont également généralisé le concept de contrôle de vibrations par la notion de *State-Switched Absorber* (SSA), dont les principes reposent sur le contrôle en temps réel de la masse dynamique, la raideur ou le coefficient

1.14. Cependant il est à noter que les notions de semi-passif et de semi-actif diffèrent selon les communautés scientifiques.

1.15. Il est évident que les systèmes qui peuvent être auto-alimentés peuvent aussi être autonomes.

1.16. On peut néanmoins imaginer facilement un système qui étende la commutation au court-circuit.

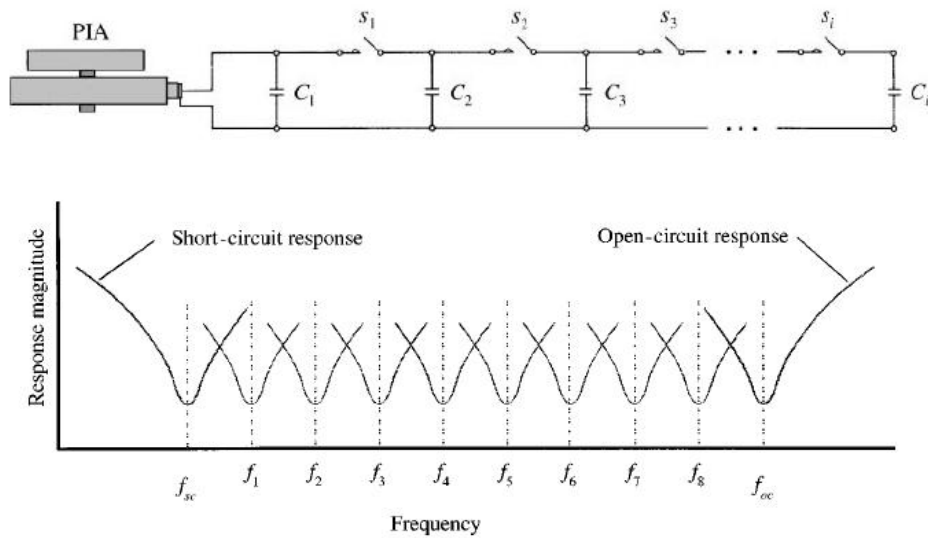


Figure 1.11 – Principe de contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités ([DL00])

d'amortissement structural. Ce concept a été appliqué en particulier au contrôle de raideur semi-passif, pour lequel un élément piézoélectrique est soit laissé en circuit ouvert soit court-circuité ([CDRSL00, Cla00]) ou connecté à un réseau électrique de type R ([Cla00]) ou RL ([CC03]) comme indiqué Figure 1.12. Le passage d'un état à l'autre se fait en considérant les variables d'état : par exemple, sur un simple système à un degré de liberté, le système est mis en état de raideur "forte" (élément piézoélectrique en circuit ouvert) lorsque vitesse et déplacement ont un signe opposé, et en raideur "faible" (court-circuit) lorsque vitesse et déplacement ont le même signe. De plus, dans l'approche proposée par Cunefare dans [CDRSL00], un critère supplémentaire consiste à n'autoriser le changement que sur des zéros de vibration^{1.17}. Par conséquent cette approche nécessite un certain traitement du signal ainsi que des capteurs annexes. Cette méthode peut être multimodale, mais peu de développements analytiques ont été conduits afin de prédire le comportement d'une structure, même avec une approche monomodale (citons néanmoins l'étude énergétique effectuée par Corr dans [CC01]). Enfin cette technique, bien que nécessitant seulement une énergie de commande très limitée, ne peut être réellement auto-alimentée (mais peut être autonome).

Une approche un peu plus gourmande en énergie mais assez efficace pour le contrôle de raideur semi-actif a été proposée par Nitzsche *et al.* dans [NZWY04, YZWN04, NHW⁺05]. Cette méthode, nommée "Smart Spring" et appliquée au contrôle des pales d'hélicoptères, consiste à imposer à un actuateur piézoélectrique une tension contrôlée en forme de créneau et de même signe que le déplacement (Figure 1.13). Ainsi il est possible de contrôler la raideur du système sur une plage de variation plus grande que celle de la technique semi-passive de capacités commutées proposée par Davis et Lesieutre ([DL00]).

La dernière technique exposée dans ce paragraphe a été développée au LGEF et

1.17. ceci afin d'éviter des discontinuités sur la tension

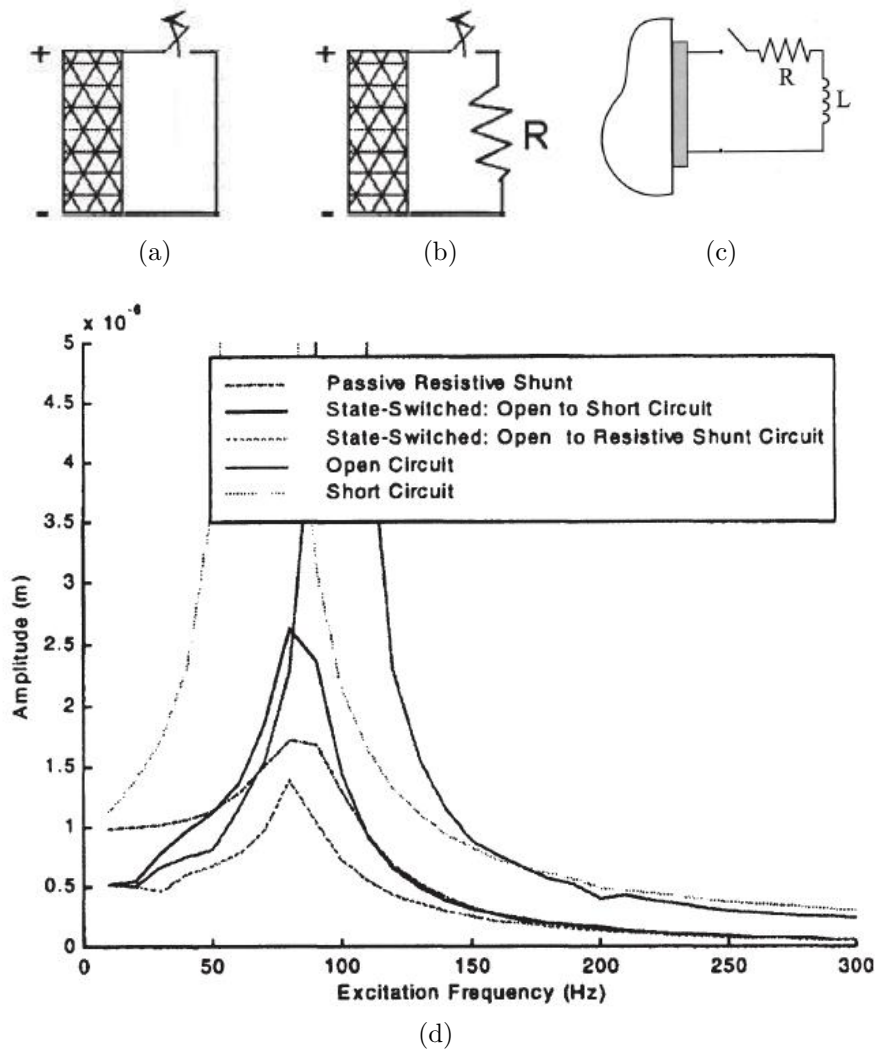


Figure 1.12 – Schéma du contrôle basé sur le principe du *State-Switched Absorber* : (a) sur court-circuit ([Cla00]); (b) sur charge résistive ([Cla00]); (c) sur charge RL ([CC03]); (d) comparaison expérimentale ([Cla00])

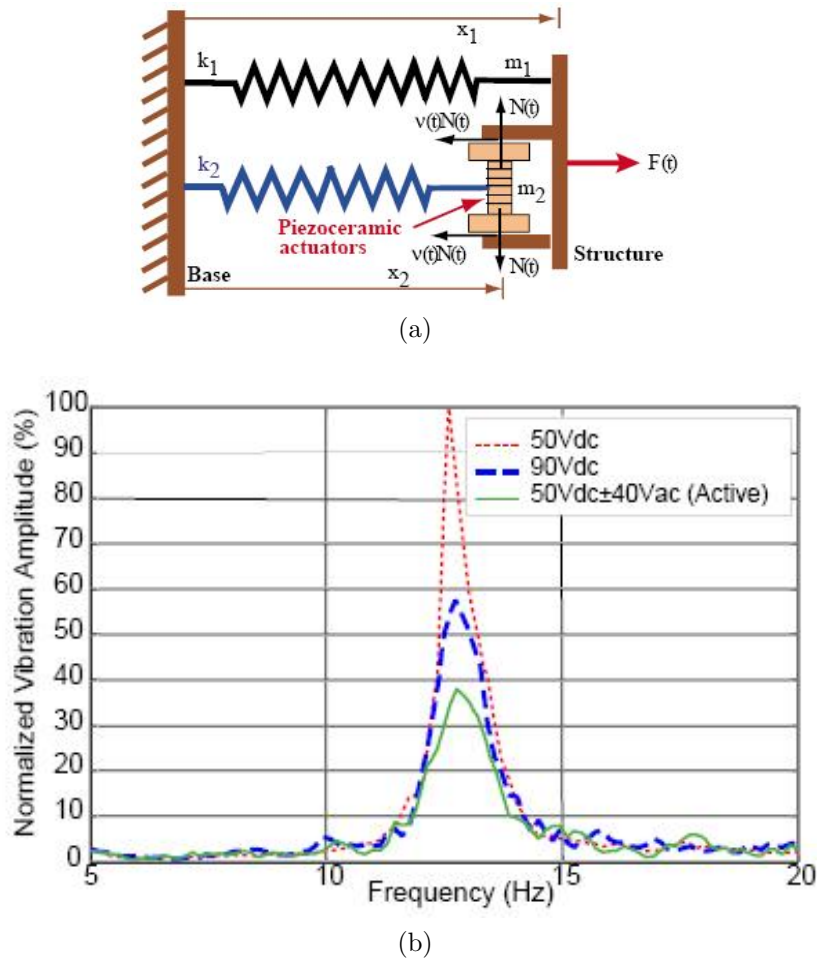


Figure 1.13 – (a) Principe du “Smart Spring”; (b) Résultats expérimentaux

présentée entre autres dans la thèse d'A. Badel ([Bad05]) ainsi que dans [RGAC98, RGAB00, LBP⁺06, BSG⁺06]. Nommée SSD pour *Synchronized Switch Damping*, cette méthode consiste à connecter pendant un temps très court l'élément actif (piézoélectrique) à un réseau électrique. Ce réseau peut être soit un court circuit (semi-passif SSDS - [RGAC98]), une inductance (semi-passif SSDI - [RGAB00, GRR07]), une source de tension constante (semi-actif SSDV - [LBP⁺06, FGPB06]) ou une source de tension variable (semi-actif SSDV adaptatif - [BSG⁺06]). La Figure 1.14 illustre ces quatre options techniques en montrant les formes d'ondes de la tension aux bornes du patch piézoélectrique, du déplacement et de la vitesse en un point dans le cas d'une excitation harmonique. La commande de commutation se fait de manière synchrone avec l'énergie électrostatique disponible. Lorsque cette énergie est maximale (ce qui correspond à un maximum de charges sur l'élément et donc à un extremum de tension), l'élément piézoélectrique est connecté au réseau électrique pendant un temps très bref. Dans le cas du SSDS, l'énergie électrostatique est totalement dissipée sous forme de chaleur, ce qui d'un point de vue mécanique augmente les pertes et conduit donc à un effet d'amortissement, et la tension est alors ramenée à zéro (Figure 1.14a). L'augmentation des pertes peut également être expliquée par l'ajout d'une force de frottement sec du fait du traitement non-linéaire.

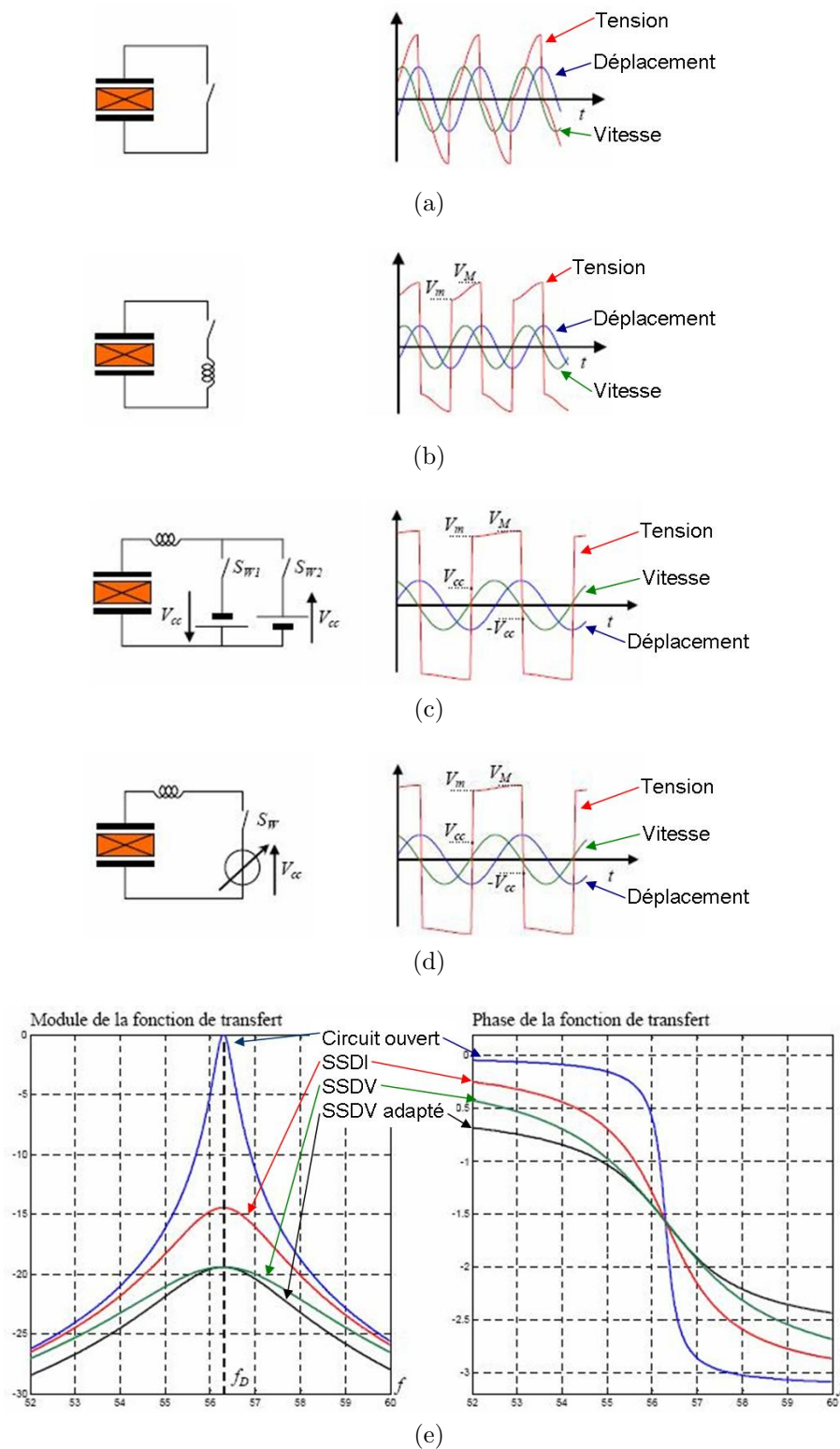


Figure 1.14 – Schémas et formes d’ondes du SSD : (a) SSDS ; (b) SSDI ; (c) SSDV ; (d) SSDV adaptatif ; (e) Comparaison SSDI/SSDV/SSDV adaptatif (le SSDS présente des performances moindres comparé au SSDI) (extrait de [Bad05])

Dans le cas du SSDI, lorsque l'élément est connecté à une inductance^{1.18}, il forme donc un circuit électrique oscillant. Si le temps de commutation est égal à la demi-période de la fréquence propre d'oscillation du circuit LC_0 , on obtient alors une inversion (non parfaite du fait des pertes intrinsèques du circuit) de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique (Figure 1.14b). Cette tension est du signe de la vitesse, ce qui conduit à un effet de frottement sec indépendant de la fréquence, mais dépendant par morceaux de l'amplitude du déplacement. La technique SSDV (Figure 1.14c) consiste à rajouter une source de tension qui vient partiellement compenser les pertes d'inversion et donc augmenter l'effet de frottement sec. Cependant cette technique est instable pour de faibles niveaux d'excitation ([LBGL05,LBG07]). Un moyen de la stabiliser est d'indexer la valeur de la source de tension sur le déplacement, conduisant au concept du SSDV adaptatif (Figure 1.14d). Dans le cas des techniques SSDI, SSDV et SSDVa, la commutation conduit à une dissipation d'une partie de l'énergie électrostatique disponible sur l'élément piézoélectrique (contrairement au SSDS qui dissipe toute cette énergie), mais l'augmentation de la tension induite par ces techniques conduit à une énergie dissipée plus importante. Il est intéressant de noter que dans le cas des techniques semi-passives SSDS et SSDI, le dispositif d'amortissement peut être auto-alimenté par l'utilisation de l'interrupteur autonome décrit dans le brevet [RGL07].

Le contrôle SSD dans le cas multimodal est un peu plus délicat. Dans ce cas, une sélection des extrema de commutation selon une loi déterminée permet d'obtenir un meilleur amortissement qu'en commutant sur tous les extrema. Cette loi peut être par exemple probabiliste ([GB06]) ou statistique ([GRM07]), dont le principe consiste à fixer un seuil en-deçà duquel la commutation est désactivée. Enfin, notons que la nature du traitement non-linéaire du SSD est indépendante du type d'actuateur utilisé, et son concept peut par exemple être étendu à l'amortissement par effet magnétique ([LMR⁺08]). Une étude plus détaillée du SSD est proposée en rappel dans le premier paragraphe du chapitre 2.

1.3 Récupération d'énergie

Dans le paragraphe précédent nous nous sommes intéressés à la problématique de la dissipation d'énergie mécanique en vue d'amortir les vibrations d'une structure. Cependant, plutôt que de dissiper cette énergie électrique sous forme de chaleur, il peut être envisagé de la stocker pour un usage futur. Le domaine de la récupération d'énergie à partir du corps humain est l'un des exemples les plus parlants des enjeux futurs de la récupération d'énergie (pour l'alimentation de biocapteurs, pacemakers, etc...), dont les niveaux d'énergie récupérable sont donnés dans le Tableau 1.4^{1.19}. Cependant, avant de s'intéresser plus en détail à la récupération d'énergie à partir de matériaux piézoélectriques ou pyroélectriques, il convient de dresser une liste (non exhaustive!) des différentes sources disponibles pour la récupération d'énergie.

1.18. La valeur de cette inductance est de une à trois ordres de grandeur en-dessous de celles utilisées en contrôle passif, assurant ainsi un gain de place important, et sa valeur est indépendante de la fréquence de vibrations.

1.19. Ces résultats semblent néanmoins très optimistes.

	Puissance mécanique récupérable	Pertes méca- niques	Rendement mécano- électrique	Pertes élec- triques	Puis- sance utile
Taper sur un clavier	7 <i>mW</i>	10 %	50 %	10 %	2.8 <i>mW</i>
Mouvement des bras	3 <i>W</i>	50 %	11 %	10 %	150 <i>mW</i>
Souffle	0.83 <i>W</i>	10 %	11 %	10 %	74 <i>mW</i>
Marche	67 <i>W</i>	75 %	50 %	10 %	7.5 <i>W</i>

Tableau 1.4 – Puissance générée et récupérable à partir de mouvements de la vie quotidienne (extrait de [GRM02])

1.3.1 Sources d'énergie

Rendre des dispositifs autonomes en terme d'énergie correspond bien à la tendance actuelle en terme de technologies nomades ainsi qu'en terme de développement durable ([PS05]). L'emploi de dispositifs ne nécessitant aucune connexion (que ce soit pour l'alimentation ou la communication) permet d'une part de supprimer des câblages coûteux et encombrants, et d'autre part de pouvoir disposer des systèmes dans n'importe quel lieu, conduisant au concept de "smart dust" ("poussière intelligente") décrit par Kahn *et al.* dans [KKP99]. De plus, la récupération d'énergie ambiante permet également de supprimer les batteries nécessaires à l'apport d'énergie électrique, qui posent des problèmes en terme de durée de vie, de maintenance et de recyclage ([Rab03, Sta03]). Cependant l'utilisation de batteries est encore assez répandue, et l'on peut citer en exemple de recherche les piles à hydrogène (qui posent quelques soucis de miniaturisation) ou encore les piles nucléaires, qui montrent des densités d'énergie des milliers de fois plus importantes que les piles Li-Ion classiques ([LB04] - Figure 1.15)

Plusieurs sources d'énergie sont disponibles dans l'environnement (Roundy compare ainsi les différents niveaux d'énergie qui peuvent être obtenus en solaire et en vibratoire - Figure 1.16). Parmi les plus fréquemment utilisées, citons :

- L'énergie radiofréquence
- L'énergie lumineuse

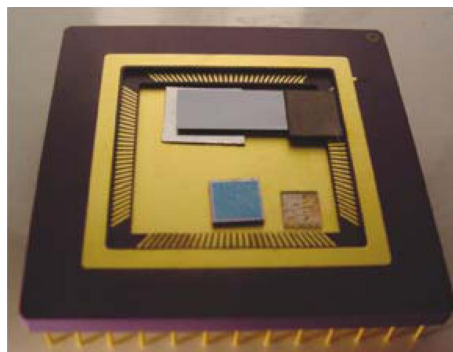


Figure 1.15 – Micro-générateur nucléaire (en gris) alimentant un microprocesseur (extrait de [LB04])

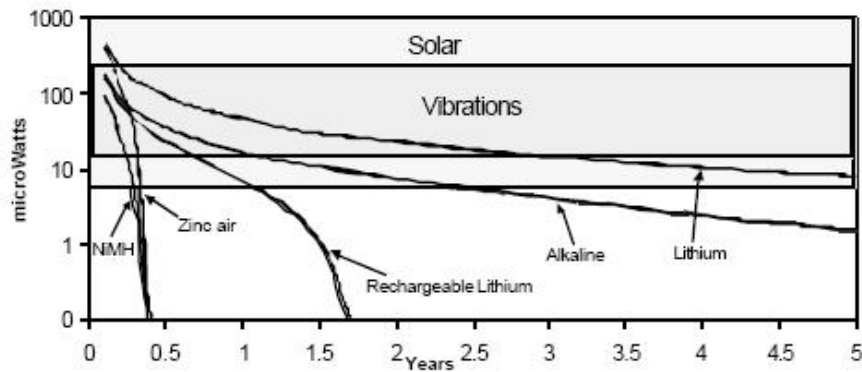


Figure 1.16 – Comparaison entre les densités de puissance solaire, vibratoire, et de batteries (extrait de [RWR04])

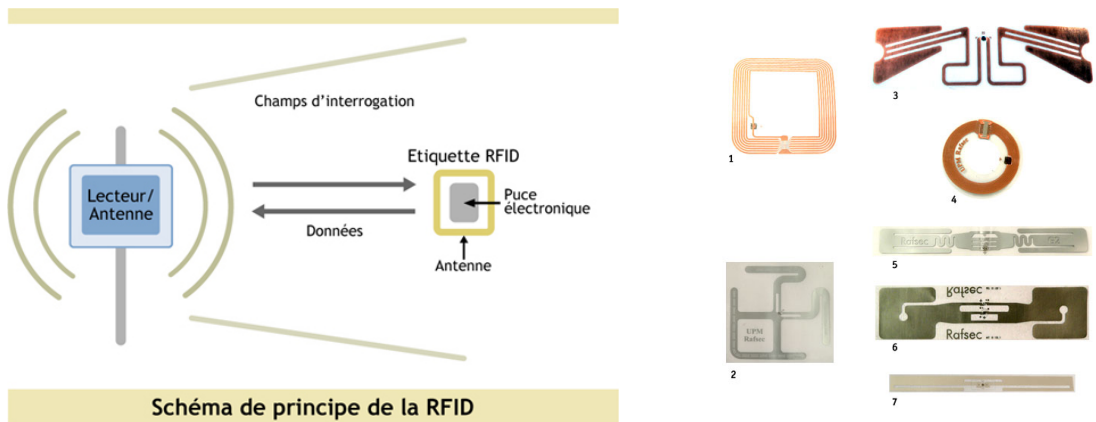
- La thermoélectricité
- L'énergie vibratoire

Il est également important de différencier l'énergie extraite, qui dépend directement de la conversion énergétique, de l'énergie récupérée, qui fait également intervenir les différentes interfaces entre la source et l'étage de stockage. Ainsi une technique peut optimiser l'extraction, mais du fait des étages intermédiaires, l'énergie récupérée et/ou le rendement de l'étage de récupération peut être moindre. C'est pourquoi A. Badel, dans son mémoire de thèse ([Bad05]), différencie puissance récupérée maximale et rendement.

Énergie radiofréquence

Avec la prolifération des émetteurs radio (téléphonie, télévision, radio...), notamment dans le milieu urbain, les émissions RF peuvent ainsi être considérées comme des sources d'énergie ambiantes. Le principe de l'utilisation d'énergie RF est déjà largement répandu dans le milieu industriel, avec la généralisation des étiquettes RFID (Figure 1.17). Le principe de ces puces est de récupérer l'énergie de sources électromagnétiques placées à proximité afin de pouvoir envoyer leur code d'identification, ainsi que décrit dans [Fin99]. Kurs *et al.* a également montré qu'il était possible de transférer jusqu'à 60 W avec un rendement de 40 % dans [KKM⁺07]. Un système similaire a également été proposé par Segura-Quijano *et al.* dans [SQGCS⁺08].

Cependant la principale limitation de la récupération d'énergie RF reste la nécessité de se placer dans le champ proche de la source (quelques longueurs d'onde - Figure 1.18) ou d'avoir une surface d'antenne très importante afin d'avoir une puissance récupérée significative. Selon Yeatman ([Yea04]), le niveau d'énergie récupérée ne peut excéder $0.26 \mu W.m^{-2}$ pour un champ électrique de $1 V.m^{-1}$. Cependant le champ électrique de source RF ne dépasse que très rarement quelques $V.m^{-1}$ en champ proche.



(a) Schéma de principe de la RFID (<http://www.trevis-consulting.com>)

(b) Exemple de puces RFID (<http://www.zdnet.fr>)

Figure 1.17 – Utilisation de l'énergie radiofréquence pour la RFID

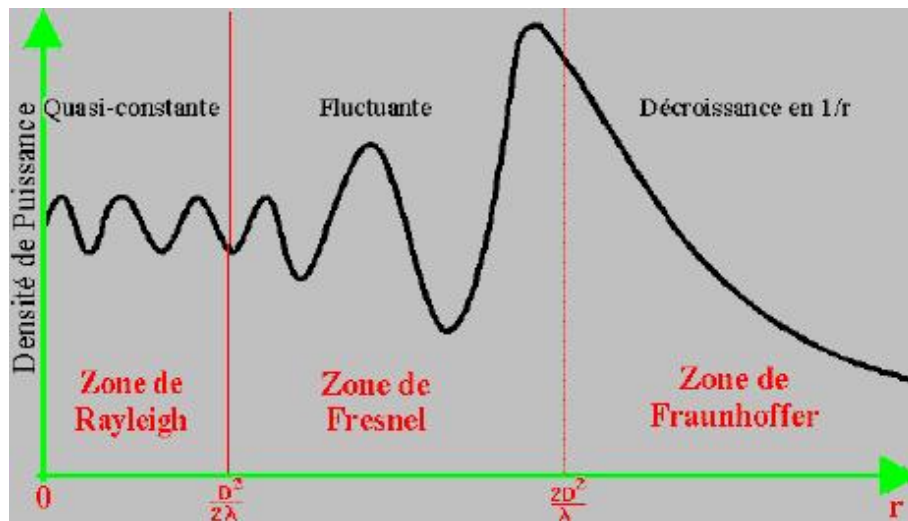


Figure 1.18 – Densité de puissance d'une onde électromagnétique en fonction de la distance (www.mersante.com)

Énergie lumineuse

D'importants progrès ont été réalisés ces dernières années dans le domaine de la récupération d'énergie par effet photovoltaïque ([Ham03]). Le rendement de conversion^{1.20} est assez important et peut atteindre 35% de l'énergie incidente (il avoisine généralement 20 %). D'autre part les sources disponibles présentent des densités énergétiques assez importantes (entre 10 et 100 $mW.cm^{-2}$ pour le soleil et entre 10 et 100 $\mu W.cm^{-2}$ pour les sources artificielles), permettant de récupérer de quelques microwatts à quelques kilowatts sur une installation. Cependant l'efficacité de ces technologies dépend grandement de l'environnement, et l'effet photovoltaïque est très sensible aux variations de l'intensité lumineuse. A titre d'exemple, l'énergie récupérée par une cellule photovoltaïque est réduite d'un facteur 100 en cas de ciel nuageux et d'un facteur 2500 si elle est placée en intérieur ([RWR03]).

Énergie thermoélectrique

Les niveaux d'énergie offerts par les sources thermoélectriques sont assez importants, ce qui, malgré des couplages assez faibles, en fait une source tout de même exploitable, et permet un niveau d'énergie récupérée comparable à celui des vibrations, comme nous pourrons le voir dans le paragraphe 3.2 du chapitre 3. Le rendement maximum est donné par le cycle thermodynamique de Carnot (relation (1.16), avec T_H et T_C les températures chaudes et froides respectivement), qui donne par exemple un rendement maximum de 5.5 % pour une variation de température entre $20^\circ C$ et $37^\circ C$. Dans le cas d'applications réelles cependant, un tel rendement n'est que très rarement atteint (Tableau 1.5).

$$\nu_{Carnot} = \frac{T_H - T_C}{T_H} \quad (1.16)$$

Deux phénomènes peuvent être utilisés pour la récupération d'énergie thermique. Le premier, constituant par exemple la récupération d'énergie géothermique, consiste à exploiter le gradient spatial de température entre deux zones ([WSV05, SSDI06]). Le second, qui sera présenté dans le paragraphe 3.2 du chapitre 3, consiste à récupérer de l'énergie thermique à partir de variations temporelles de température.

Les niveaux de puissance générée que l'on peut attendre de la part de systèmes de récupération d'énergie thermique sont de l'ordre de quelques microwatts ([TRM06, TYS01] - Figure 1.19) à quelques milliwatts (1.6 mW dans [DYU⁺03]). Actuellement,

Plage de température	Rendement
$20^\circ C - 200^\circ C$	10 %
$20^\circ C - 40^\circ C$	1 %

Tableau 1.5 – Rendement de la conversion thermoélectrique de microgénérateurs pour plusieurs gradients de température

1.20. Contrairement aux systèmes piézoélectriques, on peut parler de rendement dans le cas photovoltaïque (le système n'étant pas réversible).

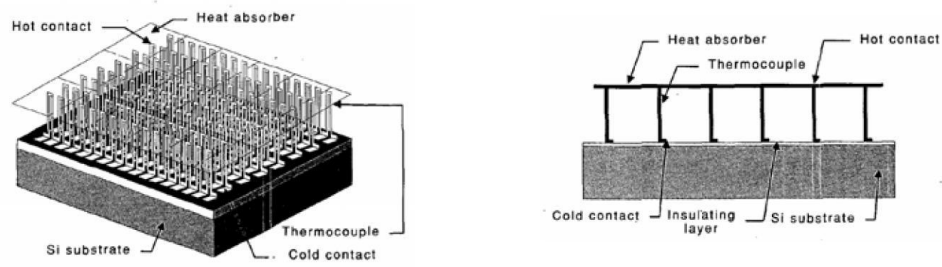


Figure 1.19 – Thermopile développée par Toriyama *et al.* (extrait de [TYS01])

l'une des principales motivations tient à la récupération d'énergie biologique (par exemple à partir de l'air expiré par un être humain).

Énergie vibratoire

L'énergie vibratoire est parmi les plus répandues et les plus accessibles. C'est pourquoi de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine. C'est aussi l'une des premières applications historiques de récupération d'énergie, avec la montre d'Abraham-Louis Perrelet en 1770 (Figure 1.20). La récupération d'énergie vibratoire trouve de nombreuses applications, avec entre autre :

- récupération à partir de machines vibrantes (moteurs...)
- récupération à partir de structures vibrantes (ailes, ponts...)
- récupération à partir de mouvements (corps humain...)
- récupération à partir de forces mécaniques extérieures (éolien, courants marins...)

Également, les effets physiques mis en jeu peuvent être multiples, mais restent assez souvent soit magnétiques, soit électrostatiques (piézoélectriques par exemple).

Les générateurs électromagnétiques sont généralement fonctionnels dans une bande de fréquence bien précise (autour de la résonance mécanique du système^{1,21}). Williams *et al.* ([WWY96]) et Shearwood *et al.* ([SY97]) ont été parmi les premiers



Figure 1.20 – Montre perpétuelle d'Abraham-Louis Perrelet (source : <http://www.greenwichmeantime.com>)

1.21. Sari propose dans [SBK07] un système de plusieurs micropoutres pour augmenter la bande passante des microgénérateurs.

à démontré la faisabilité de tels microgénérateurs, avec un volume de 50 mm^3 et une puissance délivrée de $0.3 \mu\text{W}$. Désormais, la plupart des travaux portent sur l'intégration en MEMS de microgénérateurs électromagnétiques, avec une puissance de sortie comprise en 1 et $100 \mu\text{W}$, et des dimensions micrométriques ([AC98]). Des générateurs un peu plus imposants peuvent délivrer jusqu'à quelques milliwatts, comme ceux proposés par El-Hami *et al.* ([EHGJW⁺01]) et James *et al.* ([JTB⁺04]), qui délivrent respectivement 1 et 3 mW pour quelques centaines de centimètres cubes. L'application de l'électromagnétisme à la récupération d'énergie du corps humain est également très développée, avec par exemple les générateurs proposés par Rome *et al.* dans [RFGY05] ou par Donelan *et al.* dans [DLN⁺08] (Figure 1.21) ; ce dernier, récupérant l'énergie sur les décélérations lors de la marche, peut générer jusqu'à 5 W . Enfin on peut noter que la société Perpetuum (<http://www.perpetuum.co.uk/>), spécialisée dans la conception de microgénérateurs, a récemment abandonné la solution piézoélectrique pour se tourner vers des systèmes électromagnétiques.

Les générateurs de type électrostatique reposent surtout sur la variation d'écart entre deux électrodes d'un condensateur, changeant ainsi la capacité et donc l'énergie stockée (pour peu que le condensateur soit initialement chargé!). Le principe de la récupération d'énergie à partir de ce phénomène est détaillé par Meninger *et al.* dans [MMA⁺01], dont le dispositif est présenté Figure 1.22. De tels systèmes peuvent délivrer des puissances de l'ordre de quelques centaines de microwatts^{1.22}. Malgré leur puissance limitée, ces microgénérateurs ne présentent pas de résonance, et exhibent donc de meilleures performances en excitation large bande en comparaison avec les systèmes magnétiques et électrostatiques résonnants ([MGYH04]). La variation d'écart se fait bien évidemment à partir des vibrations ambiantes qui fournissent une part d'énergie mécanique faisant varier l'écart entre les électrodes (et donc la capacité) qui est alors convertie en énergie électrique.

1.3.2 Techniques utilisant la piézoélectricité et la pyroélectricité

Dans cette partie on s'intéressera plus particulièrement à la récupération d'énergie par l'utilisation de matériaux piézoélectriques ou pyroélectriques, qui constitue une partie importante du travail présenté dans ce manuscrit. Bien que la récupération d'énergie par effet pyroélectrique ne soit pas encore très développée, la récupération d'énergie *via* l'effet piézoélectrique est, comme nous allons le voir, l'un des domaines les plus étudiés en terme de récupération d'énergie ambiante.

Récupération par effet piézoélectrique

Les microgénérateurs piézoélectriques (également dénommés PEGs^{1.23}) reposent sur l'effet direct (conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique). Deux familles de tels microgénérateurs peuvent être identifiées. La première consiste à coller directement l'insert piézoélectrique sur une structure hôte (Figure 1.23a) : il s'agit

1.22. On notera cependant l'existence d'une chaussure électrostatique développée par le SRI (<http://www.sri.com>) et capable de fournir 800 mW avec un rythme de marche de 2 pas par seconde.

1.23. Piezoelectric Electrical Generators

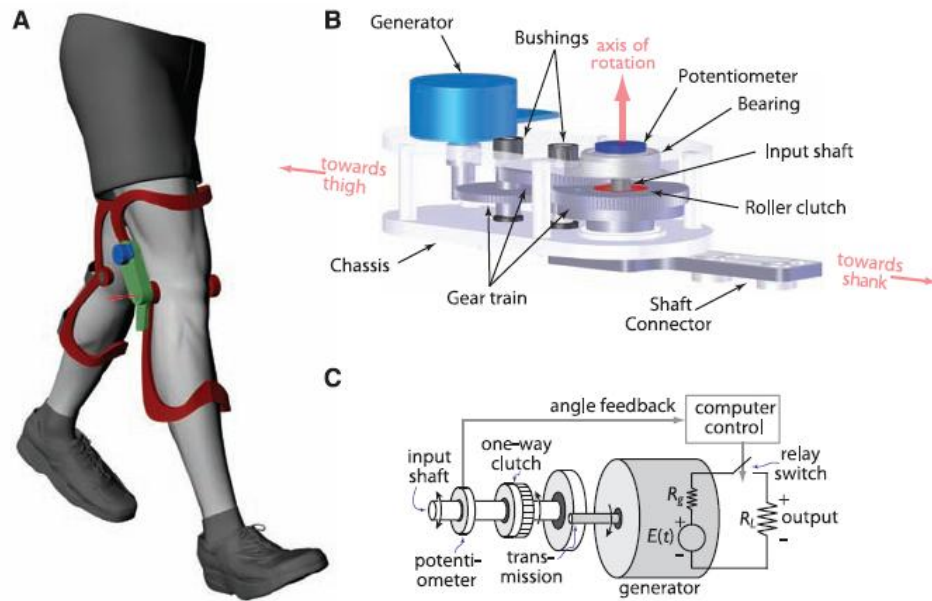


Figure 1.21 – Générateur récupérant de l'énergie lors de la décélération de la marche (extrait de [DLN⁺08])

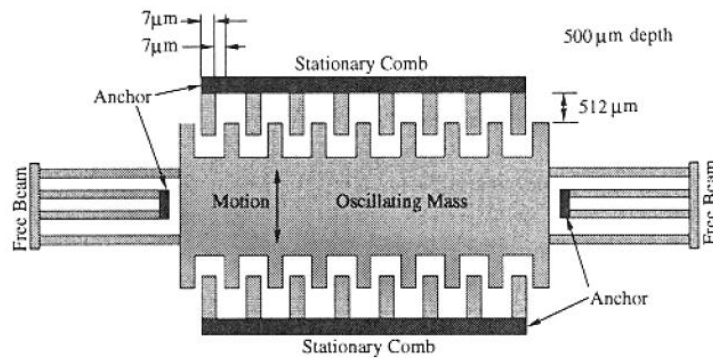


Figure 1.22 – Principe d'un générateur électrostatique basé sur la variation de capacité (extrait de [MMA⁺01])

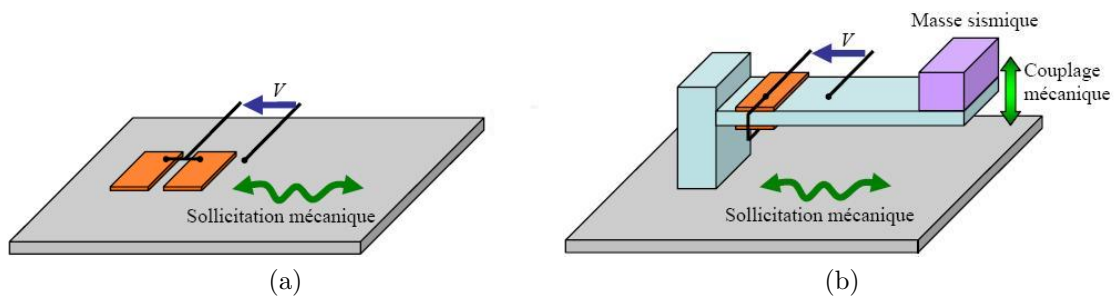


Figure 1.23 – Type de couplage : (a) direct ; (b) sismique (extrait de [Bad05])

du couplage direct. Dans la seconde, l'élément piézoélectrique est relié à la structure hôte par l'intermédiaire d'une petite structure secondaire (Figure 1.23b) : on parle alors de couplage indirect ou sismique. Ce dernier type de couplage permet une conception indépendante de la structure hôte et une maintenance plus aisée du microgénérateur, permettant ainsi une optimisation de la réponse du système. Cependant de telles structures sont monomodales (on ne peut adapter qu'un mode de la structure hôte), et sensibles aux variations mécaniques de la structure hôte (de par l'adaptation des modes), alors que dans le cas du couplage indirect, l'élément piézoélectrique donne une véritable image de la sollicitation de la structure hôte, permettant ainsi une récupération large bande. Par conséquent, les microgénérateurs à couplage sismique peuvent être très intéressants à fréquence fixe (par exemple dans le cas des machines tournantes à 50 ou 60 Hz), mais le couplage direct s'avère plus efficace en large bande et/ou pour des structures soumises à des dérivées mécaniques.

Les éléments piézoélectriques offrent des densités de puissance non négligeables ($250 \mu W.cm^{-3}$ à 120 Hz et $2.5 m.s^{-2}$ selon [RWR03]), ce qui les rend particulièrement attractifs pour la récupération d'énergie vibratoire, surtout comparés aux microgénérateurs électrostatiques ($50 \mu W.cm^{-3}$ dans les mêmes conditions).

Poulin *et al.* a montré les dualités entre microgénérateurs piézoélectriques et magnétiques dans [PSC04]. Ainsi, les générateurs magnétiques sont bien adaptés aux structures qui présentent des vitesses relativement élevées, alors que l'effet piézoélectrique est plutôt sensible aux contraintes, ce qui les rend plus intégrables, comme le montrent Wang et Song dans [WS06].

La récupération d'énergie produite par le corps humain est encore un domaine d'activité moteur dans ce type d'application. Ainsi, Platt *et al.* ont inclus dans une prothèse de genou un microgénérateur pouvant extraire $250 \mu W$.

Les PEGs peuvent également fonctionner selon deux modes de sollicitation : quasi-statique ([XANW98, KE03]) ou dynamique ([GJBW01, LYS04, RABF04]). Ce dernier type de sollicitation est bien plus efficace : alors que la sollicitation quasi-statique permet de produire seulement $8 mW$ pour une excitation de $67 W$ ^{1.24} (marche avec le dispositif présenté Figure 1.24), utiliser la sollicitation dynamique

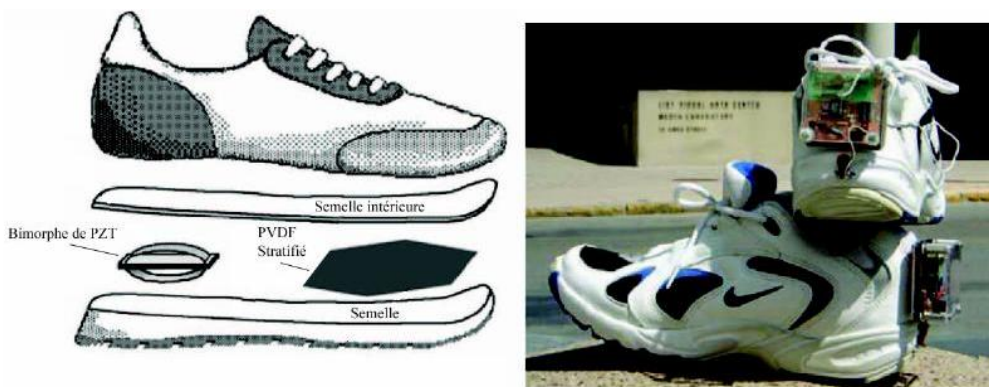


Figure 1.24 – Récupération d'énergie par effet piézoélectrique à partir de la marche (extrait de [PS05])

1.24. soit un rendement de 0.012 %!

permet de récupérer jusqu'à quelques milliwatts avec une sollicitation bien moindre ([PF01,LYS04]), du fait de la réduction des pertes mécaniques par la création de plusieurs cycles de compression/décompression (excitation impulsionnelle d'un système vibrant).

L'optimisation du rendement de la récupération passe par plusieurs étapes. La première consiste à adapter mécaniquement l'élément récupérateur à la structure, c'est-à-dire maximiser le transfert énergétique et donc le coefficient de couplage électromécanique global. On obtient ainsi l'expression du rendement η (1.17) en fonction du coefficient de couplage global au carré k^2 et du facteur de qualité mécanique Q_M ([RABF04]). Cette expression montre également l'efficacité de la conversion par sollicitation dynamique par rapport à la sollicitation quasi-statique. En effet, pour $k^2 = 5\%$ et $Q_M = 150$, on obtient $\eta = 80\%$ dans le premier cas et $\eta < 5\%$ dans le second (conversion directe - le rendement est inférieur au carré du coefficient de couplage).

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{2}{k^2 Q_M}} \quad (1.17)$$

L'optimisation du coefficient de couplage k dépend non seulement du matériau électroactif, mais également du transfert d'énergie mécanique entre la structure hôte et l'insert piézoélectrique. Par conséquent, il existe des dimensions optimales (notamment l'épaisseur - Figure 1.25). Cependant il faut également garder à l'esprit les contraintes mécaniques et technologiques présentes lors de l'instrumentation d'une structure (espace disponible, épaisseur minimale de l'insert...).

Nous ne nous intéresserons pas à ce type d'optimisation dans le présent manuscrit, du fait des nombreux travaux effectués dans le domaine ([Kim02,DYW03, KKKK02,Bad05]). On s'attachera plus à l'optimisation des interfaces entre l'élément de conversion et l'étage de stockage d'énergie. On peut, de manière générale, distinguer trois interfaces ([LSG⁺07]) :

Interface 1 : redressement de la tension (conversion AC/DC par un pont de diodes par exemple)

Interface 2 : adaptation en tension et en impédance (conversion DC/DC)

Interface 3 : optimisation de l'extraction d'énergie

La plupart des systèmes classiques n'implémentent que la première interface (Figure 1.26a). Cependant de tels solutions sont loin d'être optimisées et par conséquent l'énergie extraite est très limitée. Il est de plus à noter que l'utilisation d'un pont de diodes pose quelques problèmes lorsque la tension générée par les éléments piézoélectriques est faible, du fait des tensions de seuil des diodes ([HVJL⁺04]).

L'ajout d'un convertisseur DC/DC linéaire ([HKL⁺02]) ou de hacheurs de type flyback ([KLJ⁺02]), abaisseur ([OHL03]) ou mixte ([LARG07]) permet non seulement de délivrer une tension constante pour l'alimentation de circuits électriques, mais surtout d'adapter l'impédance vue par l'élément piézoélectrique, et ainsi d'assurer une récupération optimale par adaptation en puissance.

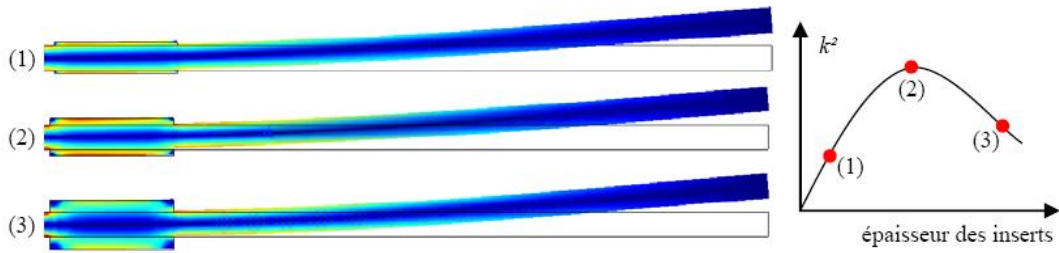


Figure 1.25 – Coefficient de couplage électromécanique global pour différentes épaisseurs d'un insert piézoélectrique (extrait de [Bad05])

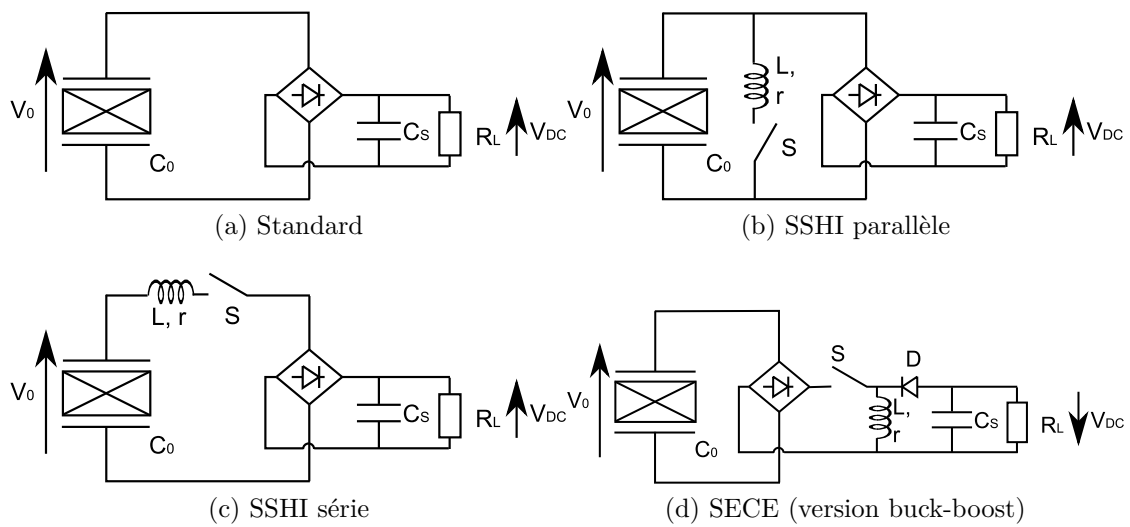


Figure 1.26 – Interfaces d'extraction d'énergie (l'interface 2 - conversion DC/DC - n'est pas représentée)

Enfin, l'interface 3, qui s'insère entre l'élément de conversion et l'interface 2, consiste en un traitement non linéaire de la tension de sortie de l'élément piézo-électrique, permettant ainsi d'augmenter artificiellement la tension et le coefficient de couplage, et d'obtenir jusqu'à un facteur $18^{1.25}$ sur la puissance récupérée. Trois types de telles interfaces ont été proposés (Figures 1.26b, 1.26c et 1.26d).

Les techniques SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*) sont dérivées de la technique SSDI présentée au paragraphe 1.2. La technique SSHI parallèle (l'élément de commutation est placé en parallèle entre l'élément électroactif et l'étage de stockage) a été proposée par D. Guyomar *et al.* dans [GBLR05], et a fait l'objet de multiples travaux ([BLRG03, BLRG05, Bad05, SLW07]). A l'instar du SSD, cette technique consiste à inverser la tension sur des extrema de déplacement. Le gain en puissance à déplacement imposé est alors exprimé par (1.18), avec γ le coefficient d'inversion.

$$G_{\text{parallèle}} = \frac{2}{1 - \gamma} \quad (1.18)$$

La technique SSHI série a été introduite par Taylor *et al.* dans [TBK⁺01] pour la récupération d'énergie à partir du courant marin en utilisant l'"anguille" récupératrice d'énergie (Figure. 1.27). Dans cette configuration, l'élément de commutation est placé en série avec le matériau piézoélectrique et l'étage de stockage. Le gain en puissance à déplacement imposé est donné par (1.19) ([BBL⁺06]).

$$G_{\text{série}} = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \quad (1.19)$$

La technique SECE (*Synchronous Electric Charge Extraction*) présentée par É. Lefeuvre *et al.* dans ([LBRG05]), présente l'avantage de proposer un découplage entre l'extraction et le stockage, rendant la puissance récupérée indépendante de la charge. De plus, l'énergie extraite est 4 fois supérieure à celle obtenue dans le cas standard (dans le cas de vibrations d'amplitude constante). Cette technique consiste à ex-

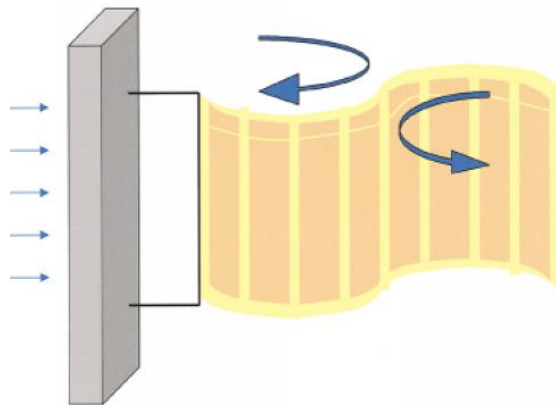


Figure 1.27 – “Anguille” récupératrice d'énergie proposée par Taylor *et al.* dans [TBK⁺01]

traire complètement l'énergie électrostatique disponible sur l'insert piézoélectrique lorsque celle-ci est maximale (extremum de tension), et par conséquent il n'y a pas d'inversion (la tension est ramenée à zéro). Cette technique montre de très bonnes performances dans le cas multimodal et/ou en excitation aléatoire ([LBRG06b]).

Deux cas peuvent être considérés pour un microgénérateur piézoélectrique. Le premier cas, largement étudié, consiste à considérer une amplitude de déplacement constante ou imposée. Ceci correspond à un système excité par un pot vibrant par exemple, ou encore à un système faiblement couplé ou excité hors résonance. Dans ce cas, les évolutions de la puissance récupérée en fonction de la charge sont représentées sur la Figure 1.28. Sur cette Figure les puissances sont normalisées par la puissance récupérée maximale de la technique standard et les charges sont ramenées à la charge optimale en récupération standard ; ceci afin de s'affranchir des paramètres du système électromécanique. Une telle représentation permet de comparer rapidement les performances offertes par les différentes solutions proposées. La puissance récupérée la plus importante est donnée par le SSHI parallèle, qui néanmoins nécessite une résistance optimale plus grande, alors que la technique série se contente d'une résistance plus faible pour une puissance maximale sensiblement inférieure. Le SECE, bien que n'offrant pas les mêmes performances que les techniques SSHI, permet une adaptation naturelle d'impédance, rendant la puissance récupérée indépendante de la charge.

Le second cas, moins répandu, correspond à une excitation par une force d'amplitude constante. Ceci reste néanmoins très présent dans le domaine applicatif car l'amortissement engendré par le processus de récupération est pris en compte. Or peu d'études considèrent cet effet ([LOH04, Bad05, LBRG06a]). La comparaison à force constante des différentes techniques est illustrée par la Figure 1.29. On voit dans ce cas que les puissances sont majorées par une puissance limite P_{lim} dont la valeur est donnée par (1.20), où F_M est l'amplitude de la force excitatrice et C le

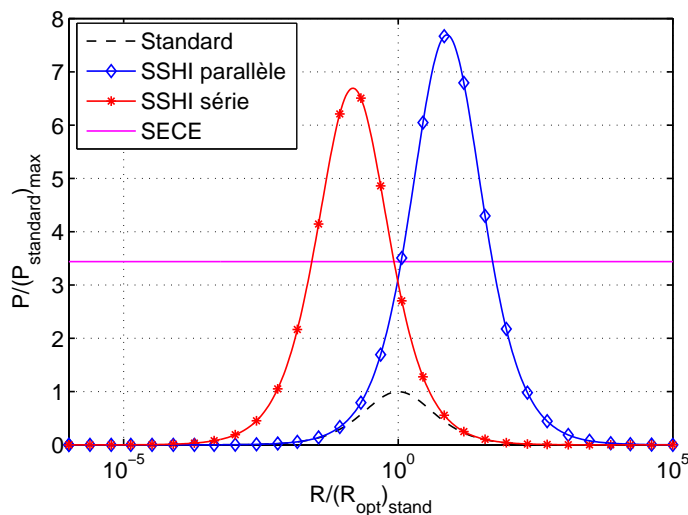
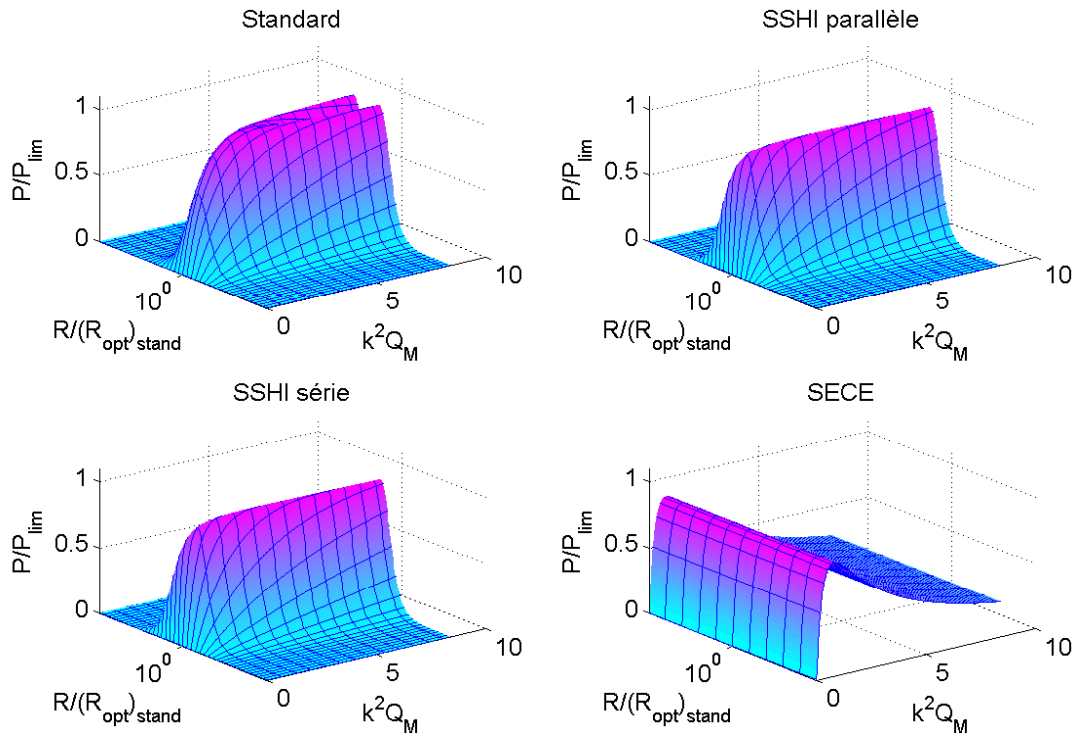
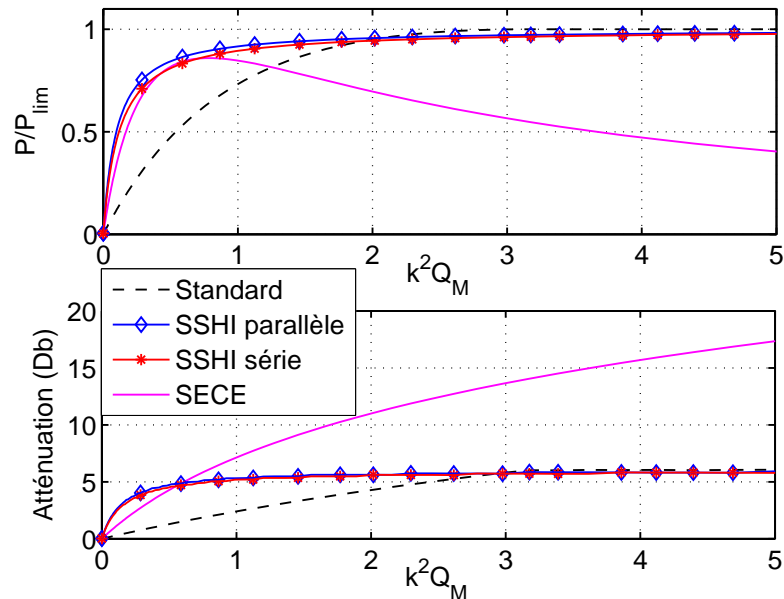


Figure 1.28 – Comparaison des performances en terme de récupération d'énergie à amplitude de vibration constante. Le coefficient d'inversion est fixé à $\gamma = 0.74$ et le rendement du convertisseur en SECE à 0.86



(a) Puissances normalisées (par rapport à P_{lim}) récupérées à amplitude d'excitation constante en fonction du produit $k^2 Q_M$ et de la résistance de charge normalisée (par rapport à la résistance optimale dans le cas standard à amplitude de vibration constante)



(b) Puissances maximales normalisées (par rapport à P_{lim}) récupérées en fonction du produit $k^2 Q_M$

Figure 1.29 – Comparaison des performances en terme de récupération d'énergie à amplitude d'excitation constante. Dans les deux cas, le coefficient d'inversion est fixé à $\gamma = 0.74$ et le rendement du convertisseur en SECE à 0.86

coefficient d'amortissement structural. Cependant les techniques non-linéaires SSHI et SECE permettent d'atteindre cette puissance pour des valeurs plus faibles de k^2Q_M , ce qui induit, à structure hôte équivalente, la possibilité de récupérer autant d'énergie qu'avec la technique standard mais avec un volume de matériau actif plus faible.

$$P_{lim} = \frac{F_M^2}{8C} \quad (1.20)$$

Une analyse plus approfondie de ces techniques de récupération d'énergie est proposée dans le premier paragraphe du chapitre 3.

Récupération par effet pyroélectrique

Comme précédemment signalé, peu de travaux ont été effectués sur la récupération d'énergie par variation temporelle de la température en utilisant l'effet pyroélectrique. Ceci peut éventuellement s'expliquer par les faibles couplages généralement observés. Cependant cet argument est à nuancer par le fait que la source est beaucoup plus énergétique que dans le cas des vibrations par exemple, conduisant à une énergie récupérée par cycle de conversion assez semblable. Les travaux effectués par D. Guyomar, G. Sébald et S. Pruvost ([SPG08]) dénotent de l'intérêt croissant dans ce type de conversion pour la conception de microgénérateurs, notamment en utilisant les transitions de phase ([GPS08]), donnant ainsi une nouvelle direction en terme de récupération d'énergie électrique.

Enfin, comme nous le verrons dans le paragraphe 3.2 du chapitre 3, les techniques non-linéaires précédemment évoquées peuvent également être utilisées en récupération d'énergie thermique par effet pyroélectrique.

1.4 Contrôle de santé structurale

Les systèmes de récupération d'énergie décrits dans le paragraphe précédent permettent l'alimentation de dispositifs électroniques simples. Dans ce manuscrit, on s'intéressera plus particulièrement à une application : le Contrôle Non Destructif (CND) de santé structurale auto-alimenté. Dans ce domaine on peut citer les travaux de synthèse bibliographique de Montalvão *et al.* [MMR06] ou de Staszewski dans [Sta02], qui décrivent respectivement le rôle qu'auraient pu jouer les techniques de contrôle dans des accidents aéronautiques récents et les différentes techniques de contrôle utilisant des ondes guidées.

1.4.1 Enjeux et motivations

De nombreuses méthodes non destructives de détection de défauts sont disponibles dans le secteur aéronautique et/ou du génie civil, comme par exemple :

- inspection visuelle
- émission acoustique
- ultrasons
- courants de Foucault

- radiographie par rayons X
- thermographie
- ...

Ces inspections peuvent soit être planifiées, soit être mises en place à la suite d'évènements imprévus (météo, chocs mécaniques ou thermiques, ...) lors de la fabrication et/ou la mise en service ou durant la période de fonctionnement des structures. Ces techniques nécessitent une connaissance relativement fiable de l'impact au sens général des défauts en vue de leur caractérisation (nature, position, étendue...), et il convient dans ce cas de distinguer les structures à contrôler (métalliques, composites...)

Sécurité

L'amélioration de la sécurité offerte par les appareils a été le moteur historique du développement du contrôle de santé non destructif de structures^{1.26}. De nos jours, l'utilisation de plus en plus commune de structures composites plus légères et mieux résistantes à la corrosion et à la fatigue mais plus sensibles aux défauts a fait du contrôle non destructif une étape incontournable dans le secteur des transports.

Les moyens de contrôle se limitent souvent à une simple inspection visuelle. Ce type d'inspection n'offre cependant ni une réelle quantification ni la sensibilité nécessaire à une détection efficace. Une immobilisation de l'appareil est alors nécessaire (Figure 1.30), ce qui se traduit par des pertes d'exploitation commerciale ([Mou99]). Le développement de techniques permettant une évaluation rapide et *in situ* de l'état d'une structure apparaît dès lors comme un challenge à part entière dans la communauté du contrôle de santé structurale (à la fois académique et industrielle).

Ces moyens doivent être minimalistes en terme d'intrusion (d'où un encombrement réduit), de coût, tout en procurant une sensibilité et une robustesse satisfaisante ([Giu03]). Les matériaux "intelligents" (comme les éléments piézoélectriques) sont alors de bons candidats pour remplir ces critères.

Réduction et refonte de la maintenance et coûts associés

La connaissance de l'intégrité d'une structure en fonctionnement de manière continue est une des clés du futur développement du contrôle non destructif. Ainsi, les techniques de contrôle devront minimiser le temps d'immobilisation tout en assurant un contrôle efficace réduisant drastiquement le risque d'accident. Cependant, l'intégration de systèmes de contrôle *in situ* nécessite la refonte totale du design des appareils, ainsi qu'un changement de cap dans la philosophie de maintenance. L'intégration de capteurs, d'unités de traitement locales, de transmission et autres modules nécessaires au bon fonctionnement du contrôle embarqué requiert la prise en compte de cette volonté d'auto-contrôle dès le pré-design des appareils et la définition des procédures de maintenance associées ([BFG06]).

Les exploitants aériens sont très impliqués dans cette intégration, du fait des économies de maintenance (en terme de temps et d'argent) que le contrôle *in situ*

1.26. notamment à la suite d'accidents spectaculaires causés par un manque de maintenance

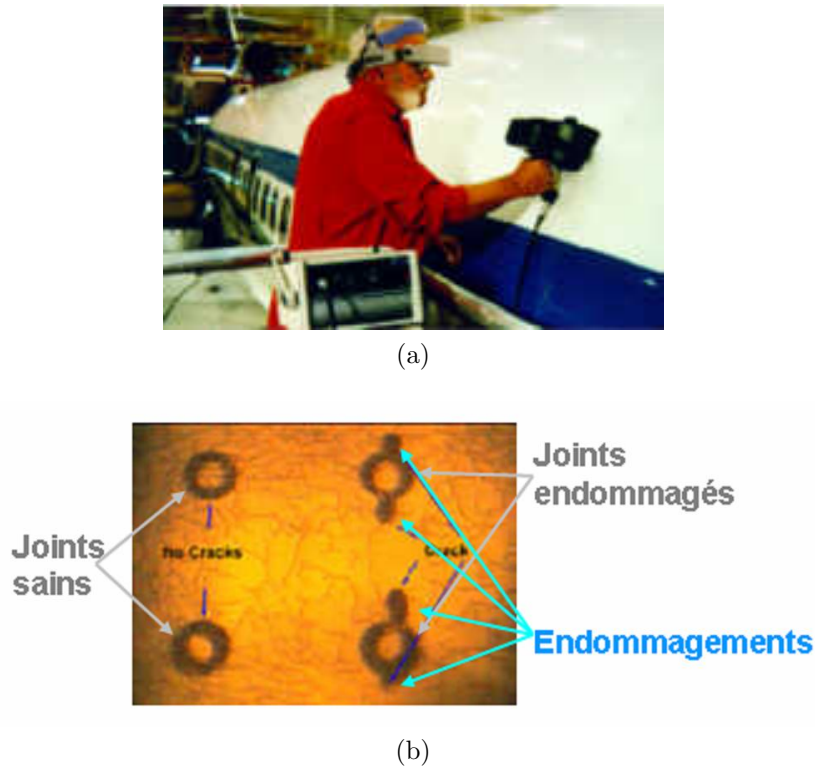


Figure 1.30 – (a) Inspection magneto-optique manuelle ; (b) image résultante montrant l'apparition de défauts autour des joints (source : <http://www.ndt.net>)

propose. Boller propose dans [Bol01] les différentes manières d'arriver à de tels résultats par l'utilisation de structures intelligentes. De plus, l'automatisation du contrôle réduit le facteur de risque humain, tout en limitant le manque à gagner commercial lorsque l'appareil est immobilisé et les coûts en personnel de maintenance. Ceci est d'autant plus vrai lorsque les appareils sont utilisés bien au-delà de leur durée de vie, comme cela est le cas dans l'US Air Force ([Pyl03]).

1.4.2 Détection de défauts dans les composites

Le développement du contrôle de santé non destructif est étroitement lié à l'augmentation de la présence des matériaux composites dans les structures, ces derniers nécessitant une attention toute particulière du fait de leur sensibilité aux défauts. Malgré leurs nombreux avantages, la nature feuilletée, hétérogène et anisotrope de ces matériaux rendent leur fabrication assez délicate, et leur durée de vie difficile à estimer à cause des mécanismes complexes de propagation de défauts ([BC86]).

Les principales méthodes de contrôle durant la fabrication reposent sur l'utilisation d'ultrasons, de la tomographie ou de la radiographie par rayons X ou encore de méthodes capacitives, alors que les contrôles durant le fonctionnement utilisent l'émission acoustique, les ultrasons, la radiographie ou l'imagerie thermique. Les techniques de contrôle *in-situ* reposent sur le déploiement permanent de capteurs placés au cœur même de la structure. Le suivi continu de la structure peut dès lors se faire par l'exploitation de la réponse modale ou encore de l'interaction avec des

ondes guidées ([SFH⁺03]). Dans ce domaine, les capteurs à fibres optiques et les matériaux piézoélectriques sont de très bons candidats ([IAC01]).

1.4.3 Techniques utilisant les ondes de Lamb

Les méthodes de contrôle acousto-ultrasonores traditionnelles souffrent d'un grand problème de reproductibilité, d'accessibilité et de rapport signal à bruit, tout particulièrement dans les matériaux à forte atténuation comme les composites. L'utilisation de matériaux piézoélectriques encastrés dans les structures ne présentent pas ces inconvénients, tout en pouvant assurer un contrôle continu de l'état de la structure. Les principales techniques utilisant de tels capteurs et actionneurs reposent sur l'émission d'ondes de Lamb, donnant de par leur interaction avec le composite une image de l'état du matériau en exploitant les modes propres de la structure.

Deux arguments plaident pour l'utilisation des ondes de Lamb. Premièrement, ce sont des ondes de plaque, permettant une inspection de toute l'épaisseur des structures, contrairement aux ondes de Rayleigh par exemple qui restent en surface (quelques longueurs d'ondes). Également, les ondes de Lamb souffrent moins que les ondes de volumes du phénomène d'atténuation lors de leur propagation, permettant ainsi une inspection sur des distances raisonnables (au prix cependant d'une dispersion assez importante). Du fait de leur intime relation avec les propriétés microstructurales des matériaux, les ondes de Lamb sont également utilisées pour la caractérisation ([Guy92, Xu95, MT98, SSP98]).

Théorie des ondes de Lamb

Le formalisme des ces ondes guidées a été développé par Horace Lamb au début du XX^{ème} siècle ([Lam17]). Ces ondes résultent de la superposition de modes longitudinaux et transverses dans des plaques d'épaisseur comparable à la longueur d'onde. Leur caractéristiques de propagation dépendent de nombreux paramètres, comme l'angle d'entrée, l'excitation, la géométrie de la structure ou encore les conditions aux limites. Cependant leur utilisation en terme de contrôle de santé structurale n'a été envisagée que depuis une vingtaine d'années. La théorie des ondes de Lamb n'est explicitée ici que dans le cas de matériaux isotropes, et plus de détails sont disponibles dans [All91, Dal00, Mon01].

Les ondes de Lamb sont les solutions des équations de propagation des ondes dans un solide élastique, dont l'expression dynamique est donnée par l'équation (1.21)^{1.27} en notation tensorielle (ρ est donné comme la masse volumique et u_i le déplacement dans la direction i). Cette relation, dans un milieu purement mécanique (c'est-à-dire sans couplage multiphysique de type piézoélectrique par exemple) permet d'obtenir le système de trois équations (1.22), où c_{ijkl} sont les rigidités élastiques (ou compliances).

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} \text{ avec } i, j = 1, 2, 3 \quad (1.21)$$

1.27. on utilise ici, comme il est d'usage, la sommation sur les indices répétés

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \frac{1}{2} c_{ijkl} \frac{1}{\partial x_j} \left(\frac{\partial u_l}{\partial x_k} + \frac{\partial u_k}{\partial x_l} \right) \text{ avec } i, j, k, l = 1, 2, 3 \quad (1.22)$$

Pour des raisons de simplicité, on considérera seulement les déformations $2D$ dans un milieu isotrope. En utilisant la méthode des potentiels proposée par Viktorov et en considérant des conditions aux limites nulles en termes de contraintes, on obtient alors l'expression des ondes (1.23). \mathcal{K} est le nombre d'onde, et C_1, C_2, D_1 et D_2 sont des paramètres représentatifs de la structure. p et q sont définis par (1.24), où ω est la pulsation et c_L et c_T les vitesses des ondes de volume longitudinales et transverses. On peut noter que p^2 et q^2 peuvent être négatifs, ce qui conduit à la notion d'ondes évanescentes.

$$\begin{cases} u_1 = i\mathcal{K} C_2 \cos(px_3) + qD_1 \cos(qx_3) \\ u_3 = -pC_2 \sin(px_3) - i\mathcal{K} D_1 \sin(qx_3) \end{cases} \text{ mode symétrique} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} u_1 = i\mathcal{K} C_1 \sin(px_3) + qD_2 \sin(qx_3) \\ u_3 = -pC_1 \cos(px_3) - i\mathcal{K} D_2 \cos(qx_3) \end{cases} \text{ mode antisymétrique}$$

$$\begin{cases} p^2 = \left(\frac{\omega}{c_L} \right)^2 - \mathcal{K}^2 \\ q^2 = \left(\frac{\omega}{c_T} \right)^2 - \mathcal{K}^2 \end{cases} \quad (1.24)$$

En utilisant les conditions aux limites on peut alors trouver les relations de Rayleigh-Lamb, donnant l'expression (1.25) (h est la demi-hauteur de la plaque). À partir de ces équations, on peut donc déduire les courbes de dispersion, qui représentent ici la vitesse de phase des modes en fonction du produit fréquence-épaisseur du matériau (Figure 1.31). Pour des configurations plus complexes (multicouche, anisotropie...), il est toujours possible d'exprimer les équations et d'en tirer les courbes de dispersion correspondantes. Il est également possible de déterminer ces courbes expérimentalement pour des structures industrielles.

$$\begin{cases} \frac{\tan(qh)}{\tan(ph)} = -\frac{4\mathcal{K}^2 pq}{(q^2 - \mathcal{K}^2)^2} \text{ mode symétrique} \\ \frac{\tan(ph)}{\tan(qh)} = -\frac{(q^2 - \mathcal{K}^2)^2}{4\mathcal{K}^2 pq} \text{ mode antisymétrique} \end{cases} \quad (1.25)$$

Application à la détection de défauts

Idéalement, la détection de défauts nécessite le moins de dispersion et d'atténuation possible, une bonne sensibilité et reproductibilité, et une excitation aisée ([WDC99, WLC01]). Dans le cas du contrôle par onde de Lamb par exemple, une sélection de mode par une forme d'onde appropriée de l'excitation (Morlet par exemple) est préférable à une excitation impulsionnelle. Les principales manifestations de l'apparition de défauts sont :

- atténuation de la signature (mesure en transmission)
- apparition d'un écho (mesure en réflexion)
- conversion de mode (mesure en transmission ou en réflexion)

Classiquement, le premier mode symétrique S_0 et/ou le premier mode antisymétrique A_0 sont utilisés, car leur présence ne dépend pas du produit fréquence-épaisseur (Figure 1.31). Le mode S_0 présente une bonne sensibilité aux défauts en épaisseur, alors que le mode A_0 est plus sensible aux défauts de surface. La génération d'un mode en particulier peut être obtenue soit par la forme d'onde appliquée au transducteur, soit par la géométrie et la position de celui-ci ([GPD⁺02, Giu05]).

Parmi les différentes méthodes de détection de défauts à partir de la signature d'onde de Lamb (atténuation, décomposition en ondelettes, transformée d'Hilbert-Huang), T. Monnier a proposé une méthode simple, peu gourmande en énergie mais efficace pour le suivi d'évolution ([Mon01, Mon06]). Cette méthode se base sur le calcul de la transformée de Fourier de la signature et la comparaison à celle obtenue dans le cas sain, conduisant à un Indice d'Endommagement (*Damage Index DI*) défini par (1.26), où FD_i et F_i sont les coefficients de Fourier respectifs des signatures relevée et de référence. Cet index varie donc de 0 (cas sain) à 1 (dans le cas d'une structure totalement brisée), en passant par des états intermédiaires qualifiant l'état

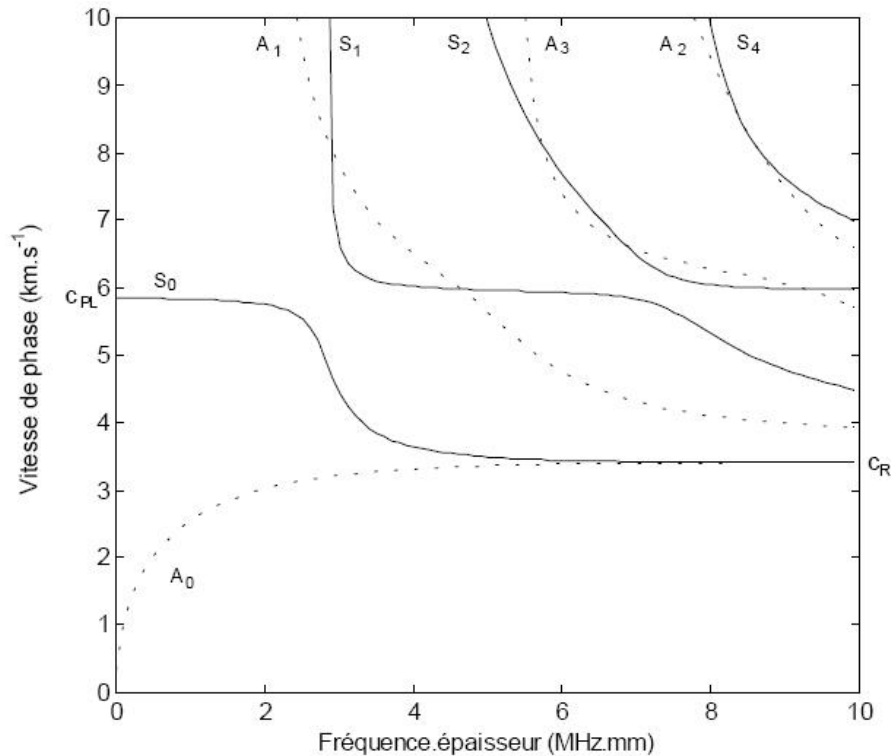


Figure 1.31 – Vitesses de phase des modes de Lamb symétriques (traits pleins) et antisymétriques (pointillés) dans une plaque de Silice (extrait de [Mon01])

de la structure^{1.28}. Le chapitre 4 propose une extension de cette notion d'Indice d'Endommagement ainsi qu'une analyse quantitative de l'évolution du DI (dans des cas simples).

$$DI = \frac{\sum_{i=i_1}^{i=i_2} |F_i - FD_i|}{\sum_{i=i_1}^{i=i_2} |F_i|} \quad (1.26)$$

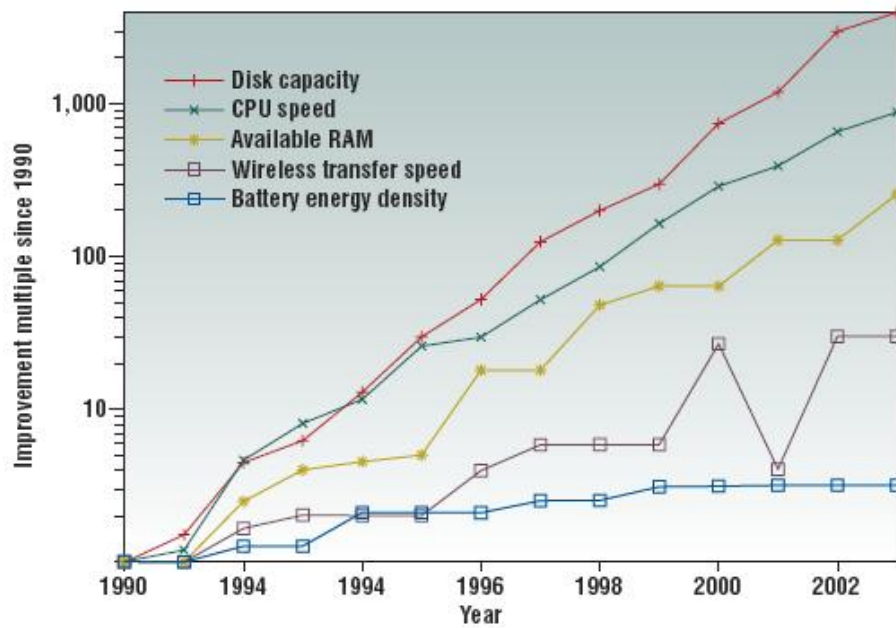
1.5 Les dispositifs auto-alimentés

Ce dernier paragraphe vise à exposer quelques-unes des applications pratiques de microgénérateurs alimentant des systèmes électroniques. Ces systèmes utilisent quelques-unes des sources citées au paragraphe 1.3, tout en profitant des progrès de la microélectronique ([Sto95]), tant en terme de fonctionnalité (Figure 1.32a) qu'en terme d'énergie requise (Figure 1.32b). Cependant, à l'heure actuelle, des concessions sont toujours nécessaires pour le fonctionnement de ces dispositifs, même si certaines technologies sont très matures (Figure 1.33). La plus répandue et efficace consiste à adopter un fonctionnement intermittent du dispositif (avec un rapport cyclique assez faible), limitant la consommation énergétique.

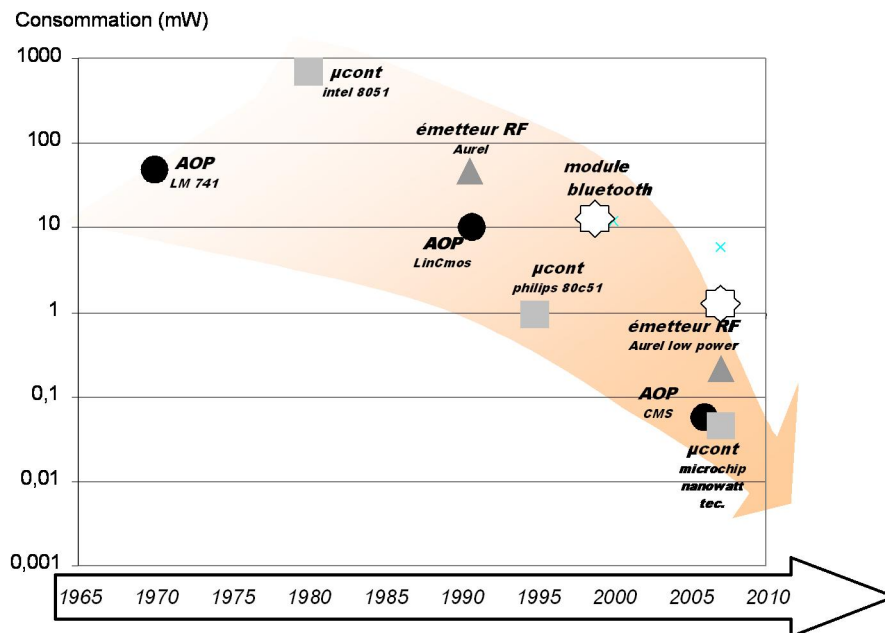
Ce fonctionnement intermittent est aisément possible avec des émetteurs radio ou infra-rouge. Ainsi, Li *et al.*, puis Lee *et al.* proposent de tels émetteurs dans [LHC⁺00, LYLL03]. Dans le cas du dispositif de Li, la puissance nécessaire à l'émission d'un signal infra-rouge est de 3 mW pendant 140 ms , le tout étant alimenté par un microgénérateur de 1 cm^3 pouvant convertir 70 μW à partir de vibrations ambiantes. Dans le même domaine, Roundy *et al.* a proposé dans [ROC⁺03] un émetteur RF à 1.9 GHz qui fonctionne soit à partir de vibrations en utilisant l'effet piézoélectrique, soit par conversion photovoltaïque (Figure 1.34). Les rapports cycliques varient de 1.6 à 2.6 % dans le cas du microgénérateur piézoélectrique et de 0.36 à 100 % dans le cas de l'alimentation solaire. Ainsi que stipulé dans [RSPS02], l'utilisation de transmetteurs très basse consommation devient primordiale pour le développement des capteurs autonomes de type "Smart Dust", mais également en terme de mobilité, qui est une tendance générale à l'heure actuelle. De fait, l'émission/réception RF auto-alimentée à partir des sources énergétiques ambiantes est un des moteurs dans la recherche sur la récupération d'énergie. On peut citer en exemple les modules d'émission/réception AurelTM (<http://www.aurel.it>), dont la consommation peut descendre jusqu'à 70 μA sous 3 V . Outre une communication périodique, les dispositifs autonomes peuvent également être sollicités à la demande, comme dans le domaine en plein essor des interrupteurs autonomes ([PF01] - Figure 1.35).

En plus de la possibilité de communiquer, les systèmes autonomes doivent également intégrer la capacité à effectuer un traitement, même simple, sur des données (ne serait-ce que pour réduire la communication). Dès lors, les enjeux en terme de microcontrôleurs ultra-basse consommation deviennent aussi importants que dans le domaine des communications ([AC98] - Figure 1.36). À ce titre, un exemple flagrant

1.28. Le DI peut éventuellement être supérieur à 1 (dans le cas d'un écho supplémentaire par exemple).



(a) Évolution relative des performances de systèmes informatiques (extrait de [PS05])



(b) Évolution de la consommation de quelques circuits intégrés standards (extrait de [PGLM07])

Figure 1.32 – Exemple d'évolution de dispositifs électroniques



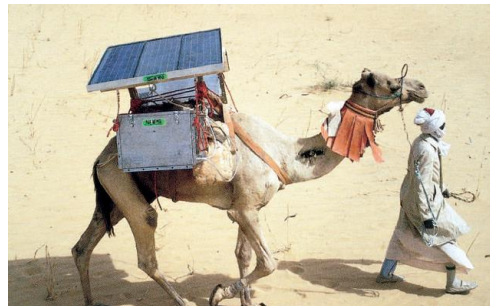
(a) Radio "Summit" (Free Energy Group), utilisant la conversion magnéto-électrique



(b) Chargeur de téléphone "Freecharge" (Free Energy Group), utilisant la conversion magnéto-électrique

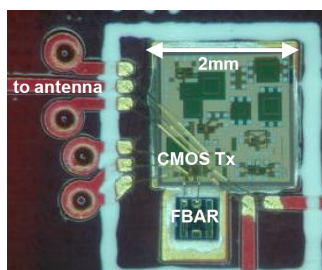


(c) Lampe "NightStar" (Applied Innovative Technologies), utilisant la conversion magnéto-électrique

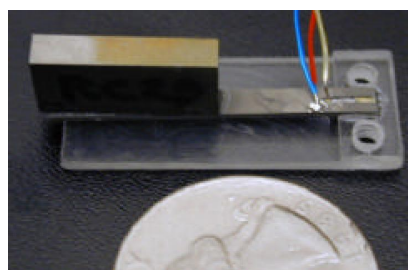


(d) "Camel Fridge" (Naps Systems), réfrigérateur alimenté par conversion photovoltaïque

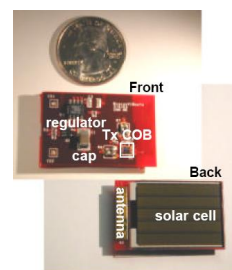
Figure 1.33 – Exemples de systèmes auto-alimentés (extrait de [Kri05])



(a)

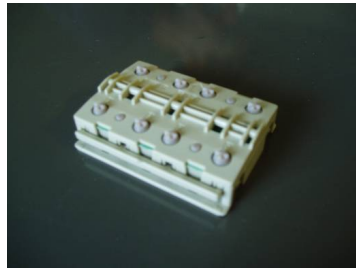


(b)

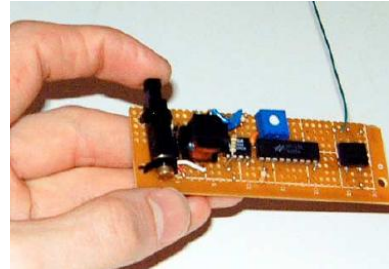


(c)

Figure 1.34 – Émetteur RF proposé par Roundy *et al.* dans [ROC⁺03] : (a) émetteur ; (b) microgénérateur piézoélectrique ; (c) microgénérateur solaire avec l'émetteur



(a) Modèle commercialisé par la société EnOcean (<http://www.enocean.com>)



(b) Modèle proposé par Paradiso et Feldmeier dans [PF01]

Figure 1.35 – Boutons-poussoirs émetteurs RF auto-alimentés

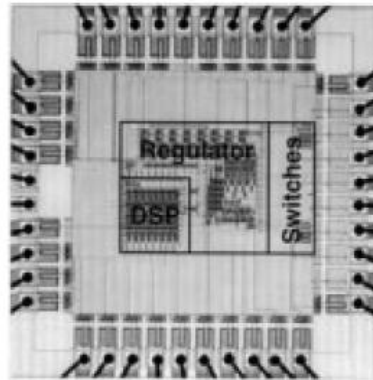


Figure 1.36 – DSP alimenté à partir de vibrations en utilisant l'effet magnétique (extrait de [AC98])

est la série des microcontrôleurs PICTM NanoWatt^{1,29} (<http://www.microchip.com>), qui ne consomment que 50 nW en veille et entre 11 et $220 \mu\text{W}$ en opération, respectivement à 32 kHz et 4 MHz . Le processeur Phoenix, développé à l'université du Michigan (<http://www.ns.umich.edu>), détient le record en terme de consommation, avec une puissance requise de 30 pW en veille!

Malgré un certain désintérêt de la communauté scientifique pour cette source, l'utilisation de l'énergie thermique a permis à l'entreprise SeikoTM de commercialiser une montre qui utilise la chaleur dégagée par le corps humain pour fonctionner (Figure 1.37).

En terme de contrôle de santé (Figure 1.38), Elvin *et al.* a proposé de nombreuses applications utilisant la piézoélectricité dans [EES01,EEC03]. Dans le même domaine, L. Petit *et al.* a développé un émetteur d'ondes de Lamb autonome et alimenté par un microgénérateur ayant une architecture SSHI série [PGL⁺05], dont le principe sera détaillé au chapitre 5, qui introduira également un récepteur/analyseur d'onde de Lamb autonome. On peut noter également l'utilisation de l'impédance-métrie dans ce domaine, ainsi que présenté par B. Grisso dans son manuscrit de thèse [Gri07].

1.29. dont un exemplaire sera utilisé dans le chapitre 5

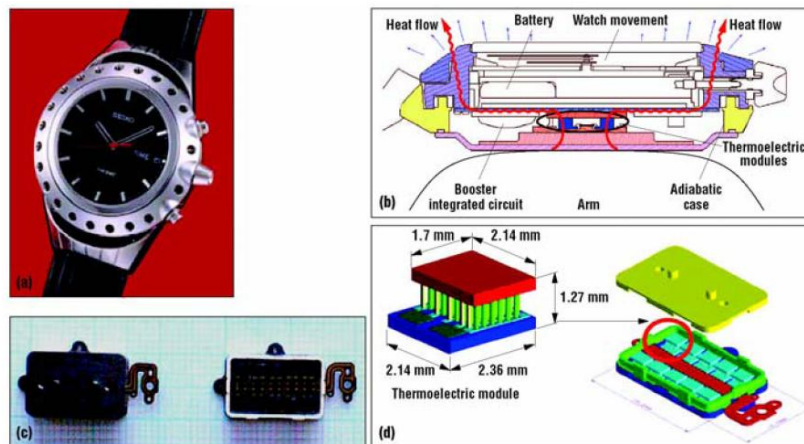
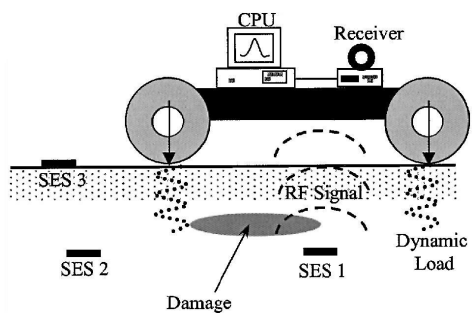
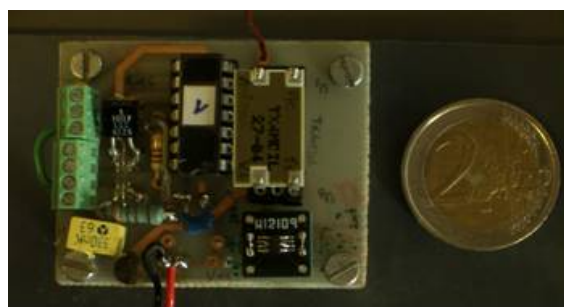


Figure 1.37 – Montre thermique Seiko (extrait de [PS05] - Copyright Seiko Instrument)



(a) Capteur auto-alimenté SES (extrait de [EEC03])



(b) Émetteur d'onde de Lamb AWT (extrait de [PGL+05])

Figure 1.38 – Dispositifs de contrôle de santé auto-alimenté

Chapitre 2

Application au Contrôle de Vibrations

Nous nous intéresserons ici à l'utilisation de matériaux piézoélectriques en vue de limiter les vibrations de structures. Il sera avant tout considérées des techniques semi-passives et semi-actives d'amortissement ou de contrôle de raideur par traitement non linéaire.

Après un bref rappel sur l'amortissement vibratoire par Synchronized Switch Damping dont le développement est présenté en annexe B, une partie sur l'effet de sélection des instants de commutation de manière totalement passive, et donc auto-alimentée, sera présentée.

Par la suite nous nous intéresserons à une technique de contrôle de raideur par commutation sur zéros de déplacement. Cette technique, nommée SSSC pour Synchronized Switch Stiffness Control, permet un contrôle efficace et peu coûteux de la raideur, et par conséquent de la fréquence de résonance, de structures électromécaniques. Cette technique sera ensuite appliquée à un cas simple de contrôle vibratoire.

Enfin, une méthode de commutation "aveugle" (c'est-à-dire non synchronisée) sera exposée pour l'amortissement vibratoire. Nommée Blind Switch Damping (BSD), cette technique permet de faire une différentiation à moindre coût de la tension d'un élément piézoélectrique, et par conséquent d'ajouter un terme d'amortissement.

2.1 Les techniques SSD : Contexte

Ce paragraphe a pour objectifs de rappeler les principes et principaux résultats des techniques d'amortissement semi-passives et semi-actives *Synchronized Switch Damping* (SSD) sur lesquelles s'appuie une grande partie de ce chapitre. Une analyse plus détaillée est présentée dans la thèse d'A. Badel [Bad05] ainsi que dans [BSG⁺06], et le développement analytique commun dans le cas d'une excitation monochromatique est exposé dans l'annexe B. Cette partie apporte également de nouvelles interprétations physiques des mécanismes qui interviennent lors de l'utilisation de telles méthodes.

2.1.1 Principes généraux

Le principe de base des techniques SSD consiste à connecter à un circuit électrique un élément piézoélectrique collé sur une structure vibrante pendant une très brève période de temps (Figure 2.1). L'instant de commutation est synchronisé avec l'énergie électrostatique disponible sur l'insert piézoélectrique. Plus particulièrement, cet instant est choisi de telle sorte que l'énergie électrostatique soit maximale, ce qui arrive lorsque que la tension ou le déplacement atteint un extremum (minimum ou maximum).

Commutation sur court-circuit (SSDS)

Dans le cas du SSDS (*Synchronized Switch Damping on Short circuit*), le circuit électrique est un simple fil, connectant l'élément piézoélectrique en court-circuit lors de la commutation (Figure 2.2a). Cette commutation annule les charges présentes sur l'insert, conduisant ainsi à la dissipation de l'énergie électrostatique.

Commutation sur inductance (SSDI)

Le circuit du SSDI (*Synchronized Switch Damping on Inductor*) ainsi que les formes d'ondes associées sont présentés en Figure 2.2b. Cette fois-ci le circuit de

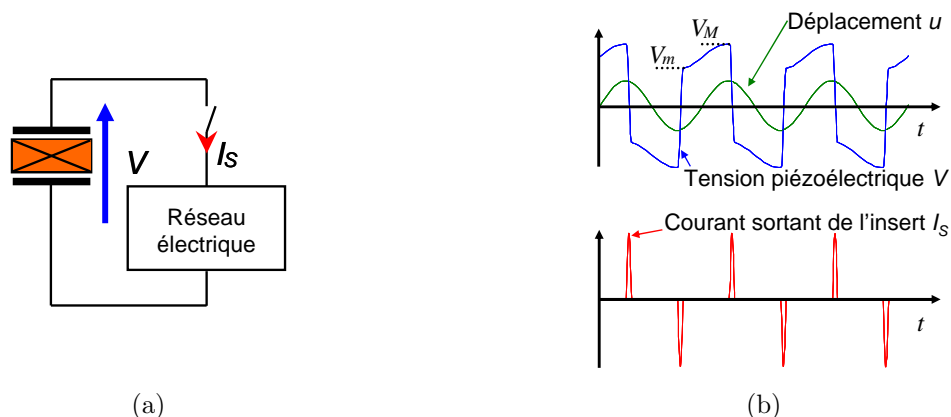


Figure 2.1 – Principe général des techniques SSD : (a) schéma ; (b) formes d'ondes

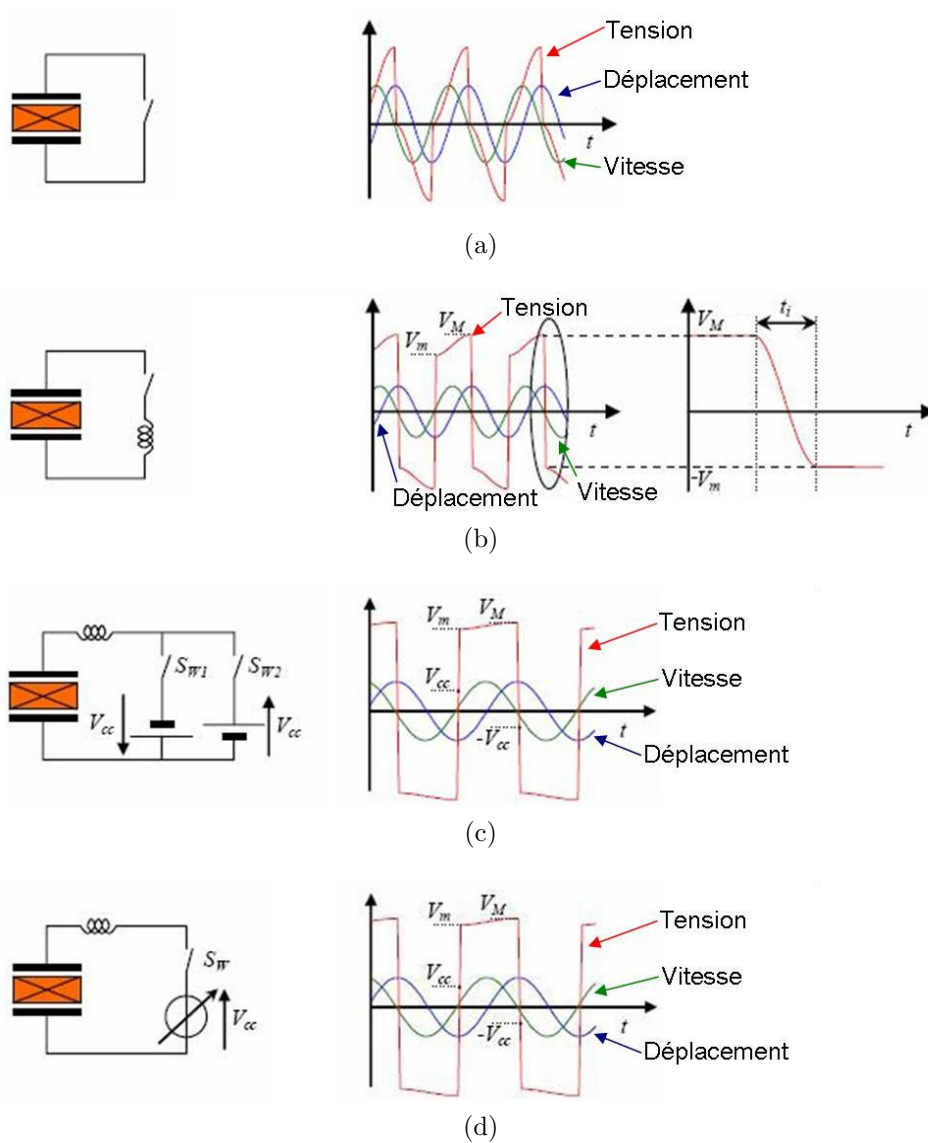


Figure 2.2 – Schémas et formes d'ondes des techniques SSD : (a)SSDS ; (b) SSDI ; (c) SSDV ; (d) SSDV adaptatif (extrait de [Bad05])

commutation est composé d'une inductance. Par conséquent, lors de la commutation, le système formé par l'élément piézoélectrique à caractère capacitif^{2.1} et l'inductance crée donc un circuit électrique résonnant de type *LRC*. Les charges électriques étant constantes durant le temps de commutation^{2.2}, ce circuit commence donc à osciller. Enfin, si l'on coupe la commutation après une demi-période d'oscillation électrique t_i définie en (2.1) pour des systèmes à pertes relativement faibles, on assiste donc à une inversion de la tension (agrandissement dans la Figure 2.2b). Cependant, du fait des pertes par effet Joule dans l'inductance et le commutateur (transistor), cette inversion n'est pas parfaite, et caractérisée par le coefficient d'inversion γ . Pour des systèmes à pertes relativement faibles, ce facteur est donné par la relation (2.2) à partir du facteur de qualité électrique Q_i rappelé par l'expression (2.3), où r est la résistance interne de la branche électrique (incluant à la fois la résistance interne de l'inductance et du commutateur).

$$t_i = \pi \sqrt{LC_0} \quad (2.1)$$

$$\gamma = e^{-\frac{\pi}{2Q_i}} \quad (2.2)$$

$$Q_i = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.3)$$

Commutation sur sources de tension (SSDV)

Le principe du SSDV (*Synchronized Switch Damping on Voltage sources*) consiste à ajouter des sources de tension constantes en série avec l'inductance de commutation (Figure 2.2c). Le signe de cette source de tension est opposé au signe du déplacement lors de la commutation. Ainsi l'inversion de tension du SSDV, comparée à celle du SSDI, ne se fait plus par rapport à zéro, mais par rapport à $\pm V_S$, valeur de la source de tension. Ainsi l'inversion est artificiellement améliorée (le fait de changer la référence permet une tension plus élevée à la fin de la commutation du fait de la compensation des pertes Joule dans le circuit d'inversion), permettant une meilleure efficacité. Cependant, lorsque le niveau d'excitation est trop faible, la source de tension devient "motrice", excitant la structure, et conduisant à des instabilités ([LBG07]).

Commutation sur source de tension adaptative (SSDVa)

Le SSDVa (*adaptive Synchronized Switch Damping on Voltage sources*) a pour objectif de stabiliser le SSDV (Figure 2.2d). Ceci est obtenu en indexant la valeur de la source de tension V_S sur l'amplitude de déplacement. Ainsi l'inversion est améliorée tout en assurant la stabilité du système ([LBG07]).

2.1. dans les gammes de fréquence considérées (c'est-à-dire les basses fréquences)

2.2. La fréquence d'inversion étant très élevée par rapport à celle de vibration, la commutation est considérée comme quasi-instantanée et donc le déplacement ne varie pas lors de l'inversion de tension.

Le Tableau 2.1 regroupe les paramètres et performances des différentes techniques SSDS, SSDI, SSDV et SSDVa. On peut noter que dans le cas du SSDVa, le fait d'indexer la valeur de la source de tension sur le déplacement (selon la relation (2.4)) conduit à une source de tension équivalente nulle et à un facteur d'inversion équivalent supérieur à γ . Ceci traduit également la stabilité de la méthode, la source de tension constante équivalente étant nulle (par conséquent aucune force constante n'est ramenée). La Figure 2.3 donne un exemple des différentes fonctions de transfert en module pour un système électromécanique.

$$(V_S)_{SSDV_a} = -\beta \frac{\alpha}{C_0} u_M \operatorname{sgn}(u(t)) \quad (2.4)$$

La comparaison des performances des techniques SSD avec d'autres techniques de contrôle vibratoire se traduit par :

Avantages :

- Adaptativité (face aux dérives du système par exemple)
- Robustesse (excepté la technique SSDV)
- Coût énergétique faible (les techniques SSDS et SSDI pouvant même être auto-alimentées)
- Simplicité
- Intégrabilité (pas d'électronique imposante^{2.3})
- Pas de capteur nécessaire (excepté pour la méthode SSDVa^{2.4})
- Efficacité sur les structures non linéaires

Inconvénients :

- Dépendance forte avec le produit $k^2 Q_M$: particulièrement, à couplage constant, les performances dépendent exclusivement du coefficient de sur-tension mécanique (le système peut être qualifié de "resonance killer")
- Réinjection d'harmoniques impaires

2.1.2 Cas de signaux large bande

Dans le cas de signaux large bande (multimodal, bruit...), commuter sur chaque extremum ne conduit pas à un amortissement optimal. Ceci s'explique entre autres par le fait que l'augmentation artificielle de la tension est compromise d'une part par une variation peu importante entre deux commutations et d'autre part par une limitation introduite par l'inversion non parfaite^{2.5}. De plus, lorsque la commutation se fait sur chaque extremum, la technique se focalise sur le mode de vibration de plus haute fréquence. Or de tels modes sont généralement peu couplés comparés aux premiers modes de vibration. Dans ce cas, une sélection des instants de commutation permet non seulement d'assurer l'augmentation de tension, mais aussi de sélectionner

2.3. L'élément le plus imposant est l'inductance.

2.4. Cependant une variante ne nécessitant pas de capteur pourrait consister à indexer la valeur de la source de tension sur la tension avant commutation.

2.5. L'énergie absorbée est proportionnelle à la somme des carrés des tensions de commutation ; cela montre le compromis entre nombre de commutations et augmentation de la tension.

Technique	Coefficient d'inversion γ	Source de tension V_S	Amortissement
SSDS	0	0	$\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_M}$
SSDI	γ	0	$\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$
SSDV	γ	V_S	$\frac{1 - \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{V_S}{F_M}}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$
SSDVa	$\frac{(1 + \beta)(1 + \gamma) - 1}{(1 + \beta)(1 + \gamma) + 1 - \gamma}$	0	$\frac{1}{1 + (1 + \beta) \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$

Tableau 2.1 – Paramètres de chaque technique SSD et amortissement associé

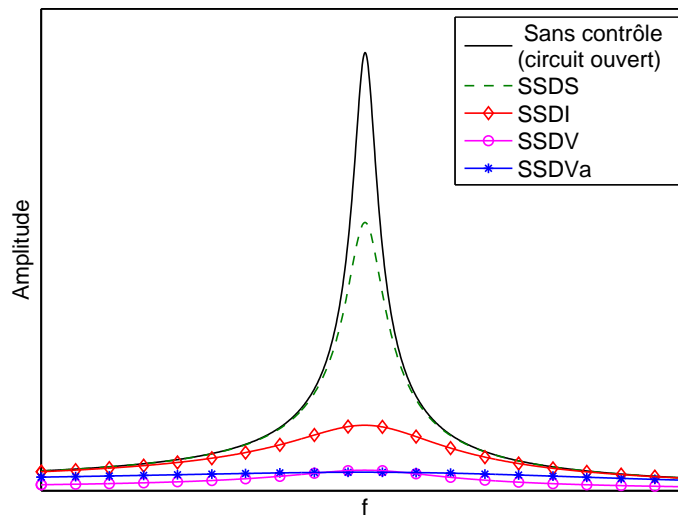


Figure 2.3 – Fonctions de transfert sans contrôle et des différentes techniques SSD ($Q_M = 60$, $k = 9\%$, $\alpha = 1mN.V^{-1}$, $F_M = 1N$, $\gamma = 0.8$, $V_S = 60V$, $\beta = 3$)

les modes à contrôler (Figure 2.4).

Plusieurs méthodes ont été proposées pour ce type de contrôle. Toutes reposent sur le calcul d'un seuil en-dessous duquel la commutation est inhibée. Trois lois de calcul de seuil se démarquent :

Loi probabiliste ([GB06] - Figure 2.5), où l'on trace la fonction de répartition du déplacement au carré ou de la tension au carré d'un capteur piézoélectrique laissé en circuit ouvert. Le seuil est alors fixé par la valeur du déplacement ou de la tension donnée par une probabilité de référence choisie par l'utilisateur.

Loi statistique ([GRM07]), où le seuil est donné par l'addition de la valeur moyenne de la valeur absolue du signal et de son écart-type pondéré par un coefficient fixé par l'utilisateur.

Loi RMS ([GRM07]), où le seuil est donné par la valeur RMS du signal pondérée par un coefficient fixé par l'utilisateur.

La Figure 2.6 donne une comparaison dans un cas pratique des trois techniques de calcul de seuil. P_{sw} est le seuil de probabilité de commutation, et β le paramètre de pondération dans les cas statistique et RMS. On voit que, bien que son implémentation soit aisée (surtout comparée à l'approche probabiliste), la méthode RMS reste assez efficace en terme d'amortissement.

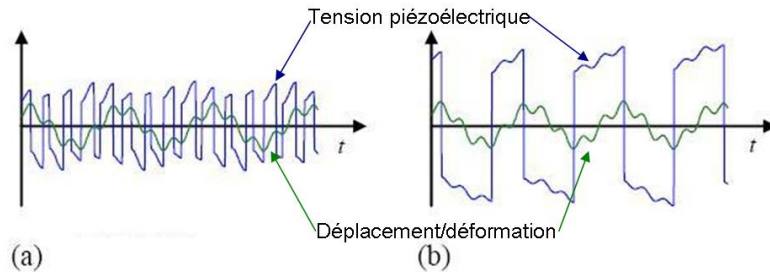


Figure 2.4 – Choix des instants de commutation en excitation large bande (extrait de [Bad05])

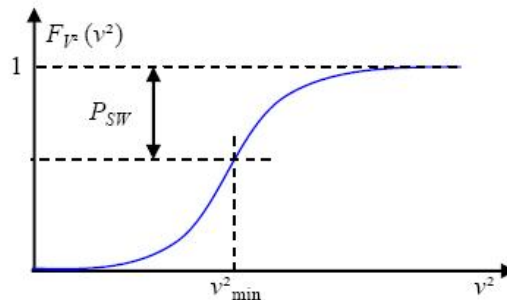
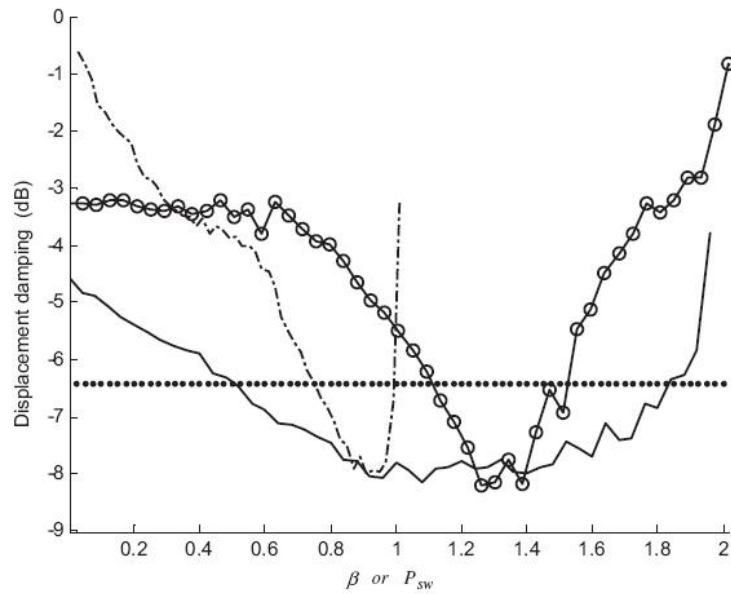
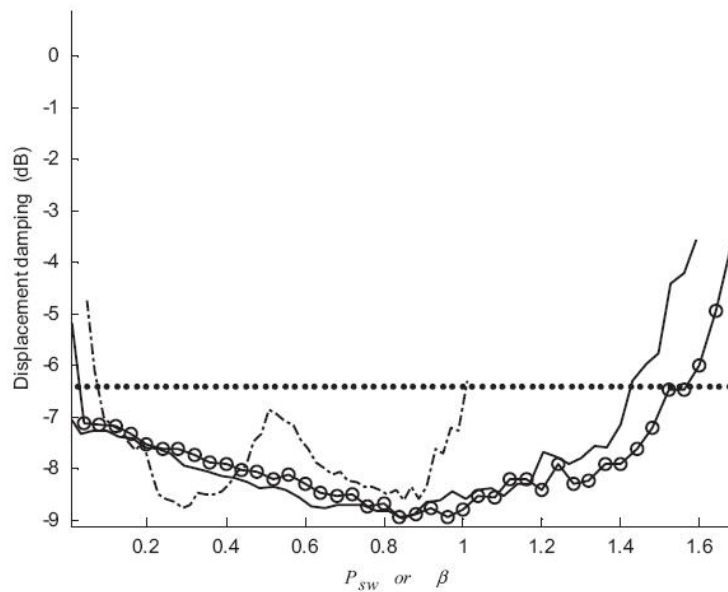


Figure 2.5 – Calcul de la valeur du seuil en approche probabiliste (extrait de [Bad05])

— Statistique - - - - - Probabilité —○— RMS SSDI classique



(b) Le signal observé est la tension sur l'actionneur



(c) Le signal observé est le déplacement

Figure 2.6 – Comparaison entre différentes stratégies de sélection de commutation (extrait de [GRM07]) - P_{sw} est le seuil de probabilité dans l'approche probabiliste et β le coefficient fixé par l'utilisateur dans les cas statistique et RMS

2.1.3 Interprétations physiques

Nous nous intéresserons ici à essayer de mieux appréhender l'effet des techniques SSD sur une structure électromécanique selon différentes approches : énergétique, fréquentielle, automatique, et mécanique.

Approche énergétique

En multipliant par la vitesse l'équation de mouvement (rappelée par le jeu d'équations (2.5)) et en intégrant sur une période de vibration T_0 , on obtient les échanges énergétiques de la structure (2.6) dans le cas d'une excitation monochromatique. Les deux premiers termes du membre de gauche correspondent respectivement aux énergies cinétique et élastique, et le troisième aux pertes viscoélastiques et à l'énergie convertie par l'élément piézoélectrique. Le membre de droite correspond à l'énergie incidente. L'énergie convertie par l'élément actif $W_{\text{piézo}}$ peut également être exprimée à partir de l'équation électrique de l'expression (2.5), conduisant à la relation (2.7). Le deuxième terme du membre de droite de cette expression est l'énergie électrostatique. Le premier terme correspond à l'énergie échangée avec le circuit de contrôle, qui doit par conséquent être optimisée pour l'amortissement de vibration. Dans le cas des techniques SSD, cette énergie peut être représentée par les cycles $(u, \alpha V)$ donnés par la Figure 2.7. L'aire du cycle correspond ainsi à l'énergie dissipée par l'élément piézoélectrique. On peut remarquer que le principe du contrôle SSD repose sur la dissipation de l'énergie électrostatique présente sur l'insert piézoélectrique. Particulièrement, la technique SSDS dissipe toute cette énergie lors de la commutation, alors que les autres méthodes (SSDI, SSDV et SSDVa) n'en dissipent qu'une partie. Cependant ces dernières permettent une augmentation plus importante de la tension ce qui conduit à une plus grande dissipation de l'énergie mécanique.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (2.5)$$

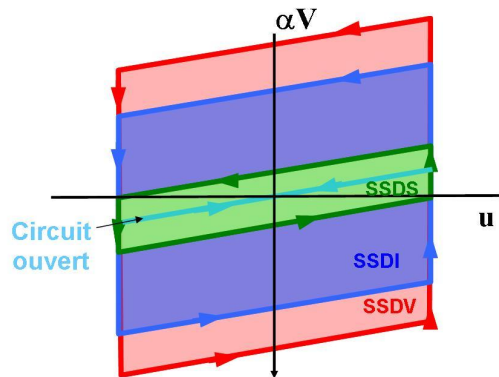


Figure 2.7 – Cycles énergétiques des techniques SSD à amplitude de vibration normalisée

$$\frac{1}{2} [M\dot{u}^2]_0^{T_0} + \frac{1}{2} [K_E u^2]_0^{T_0} + \int_0^{T_0} (C\dot{u}^2 + \alpha V\dot{u}) dt = \int_0^{T_0} F\dot{u} dt \quad (2.6)$$

$$W_{\text{piézo}} = \int_0^{T_0} \alpha V\dot{u} dt = \int_0^{T_0} V I dt + \frac{1}{2} [C_0 V^2]_0^{T_0} \quad (2.7)$$

Approche fréquentielle

L'analyse fréquentielle est communément adoptée dans le cas d'une excitation monochromatique. Le développement théorique précédemment exposé s'appuie par ailleurs sur une telle analyse. Cependant cette analyse considère l'approximation du premier harmonique. Une telle approximation cache, en interprétation énergétique dans le domaine fréquentiel, l'effet de "spillover" du SSD. Cet effet se traduit par une déportation de l'énergie sur des gammes de fréquences filtrées par le système. En particulier, la fonction créneau introduite par le SSD contient des harmoniques impaires du signal de déplacement. Par conséquent l'énergie du fondamental est déportée sur ces fréquences où la structure est insensible^{2.6}.

Approche automatique

Outre le domaine fréquentiel, la structure électromécanique peut également être considérée comme un système LTI, et l'effet de la fonction h comme une somme de réponses indicielles qui se superpose à la réponse sans contrôle ([LGP+07]). Ainsi les non-linéarités introduites par la commutation sont traitées de manière totalement linéaire.

La réponse indicielle $H_i(t)$ d'un système du second ordre s'exprime par (2.8). Dans le cas du système considéré, la pulsation naturelle ω_n et le facteur d'amortissement ξ_0 s'expriment selon la relation (2.9). La relation de récurrence sur les tensions V_n en fonction des déplacements u_n à l'instant de commutation n est donnée par (2.10), ce qui conduit alors à l'expression (2.11). L'effet du SSD s'exprime ainsi par la réponse du système à la fonction créneau h exprimée cette fois-ci dans le domaine temporel conduisant à la relation en fonction de la réponse indicielle $H_i(t)$ (2.12) en régime établi. A partir de cette expression et de la réponse indicielle $H_i(t)$ donnée par (2.8), on obtient alors la réponse exacte de l'amortissement A_{ex} (2.13) (c'est-à-dire sans les approximations ni d'un coefficient d'amortissement faible ni du premier harmonique) lorsque la structure est excitée à une fréquence f_0 .

$$H_i(t) = \frac{1}{K_D} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1-\xi_0^2}} e^{-\xi_0 \omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi_0^2} t + \varphi) \right) \quad (2.8)$$

avec $\varphi = \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\xi_0^2}}{\xi_0}\right)$

2.6. Certaines structures présentent néanmoins des modes à ces fréquences, ce qui pose quelques problèmes lors du contrôle.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_D}{M}} \quad (2.9)$$

$$\xi_0 = \frac{C}{2\sqrt{K_D M}} = \frac{1}{2Q_M}$$

$$V_n = -\gamma V_{n-1} + \alpha (u_n - u_{n-1}) \quad (2.10)$$

$$V_n = \pm 2 \frac{\alpha}{2C_0(1-\gamma)} u_M \quad (2.11)$$

$$h(t) = \frac{\alpha}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \left(H_i(t) + 2 \sum_{n=1}^N (-1)^n H_i(t - t_n) \right) \quad (2.12)$$

$$A_{ex} = \frac{1}{1 + \frac{1+\gamma}{1-\gamma} k^2 \left(2 \frac{1 - \frac{e^{-\omega_n \xi_0 / (2f_0)}}{\sqrt{1-\xi_0^2}} \sin\left(\sqrt{1-\xi_0^2} \omega_n \frac{1}{2f_0} - \varphi\right)}{1 + 2e^{-\omega_n \xi_0 / (2f_0)} \cos\left(\sqrt{1-\xi_0^2} \omega_n \frac{1}{2f_0}\right) + e^{-\omega_n \xi_0 / f_0}} - 1 \right)} \quad (2.13)$$

Approche mécanique

L'effet de la commutation peut également être interprété selon un point de vue purement mécanique. Ainsi, le fait d'inverser la tension sur les extrema se traduit par une amplification et un décalage dans le temps (déphasage de $\pi/2$) de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. Cette tension peut par ailleurs s'écrire comme la somme de la tension obtenue en circuit ouvert (donc sans contrôle) et d'une tension constante par morceaux proportionnelle à l'amplitude de déplacement et de même signe que la vitesse. Cette dernière étant une fonction directe de la vitesse et du déplacement, elle correspond donc à une force mécanique dissipative similaire à un frottement sec, dont la valeur du coefficient de frottement dépend de l'amplitude de déplacement.

2.2 Amortissement SSDI avec seuil de tension auto-alimenté

Dans cette partie nous nous intéresserons à la conception d'un système de contrôle multimodal. Les techniques de calcul de seuil (probabiliste, statistique, RMS) précédemment évoquées nécessitent un calculateur qui peut non seulement être encombrant, mais qui surtout requiert une alimentation externe. Ce paragraphe, résolument tourné vers la conception électronique, se base sur le commutateur énergétiquement autonome décrit dans le brevet [RGL07], et se fixe comme objectif d'y incorporer un détecteur de seuil également énergétiquement autonome (prélevant une faible part de l'énergie électrostatique disponible sur l'insert piézoélectrique), ne nécessitant donc aucune source d'énergie extérieure.

L'apport d'un seuil de commutation a été présenté dans le paragraphe précédent. Il permet de maximiser l'énergie dissipée qui dépend de la somme des carrés des tensions à l'instant de la commutation. De plus, on peut noter que l'intérêt des précédentes techniques est limité à l'amortissement vibratoire, étant donnée la nécessité de disposer d'un calculateur. Cependant la possibilité de sélectionner les instants de commutation de manière totalement passive et autonome peut non seulement s'appliquer à l'amortissement vibratoire autonome (ainsi que présenté dans ce paragraphe), mais aussi à la récupération d'énergie autonome, ce qui constitue un atout non négligeable.

2.2.1 Principes

Le schéma général du commutateur autonome, proposé par É. Lefeuvre et C. Richard, est présenté Figure 2.8. Ce schéma constitue un interrupteur autonome unipolaire, et par conséquent deux commutateurs doivent être placés tête-bêche afin d'assurer une inversion sur les tensions positives et négatives. Le principe de fonctionnement consiste à comparer l'enveloppe du signal (opération effectuée par la résistance R_3 , la diode D_3 et le condensateur C) avec le signal lui-même. Lorsque cette enveloppe est supérieure au signal (T_2 sert de comparateur), C se décharge via D_2 , T_2 , R_1 et T_1 . T_1 et T_2 entrent alors en conduction, initiant le processus d'inversion. La diode D_1 assure la fin de l'inversion au bon moment (lorsque le courant circulant dans D_1 et T_1 s'annule). À la fin de ce processus d'inversion, C doit être intégralement déchargé, afin d'assurer la bonne opération du circuit lors de la prochaine période. C'est pourquoi R_3 et C doivent avoir une constante de temps relativement faible comparée à la période de vibration. Ces deux composants forment également un filtre passe-bas permettant de se focaliser sur les modes basses fréquences.

Aux chutes de tension des composants discrets près (transistors et diodes), le circuit commute sur tous les extrema dans la bande passante. Par conséquent, un tel circuit ne sélectionne pas les instants de commutations optimaux. De plus, les modes qui sont hors de la bande passante fixée par le filtre passe-bas (R_3, C) ne seront jamais amortis, car indétectables.

Or il est tout à fait possible d'ajouter une fonction de désactivation de ce circuit.

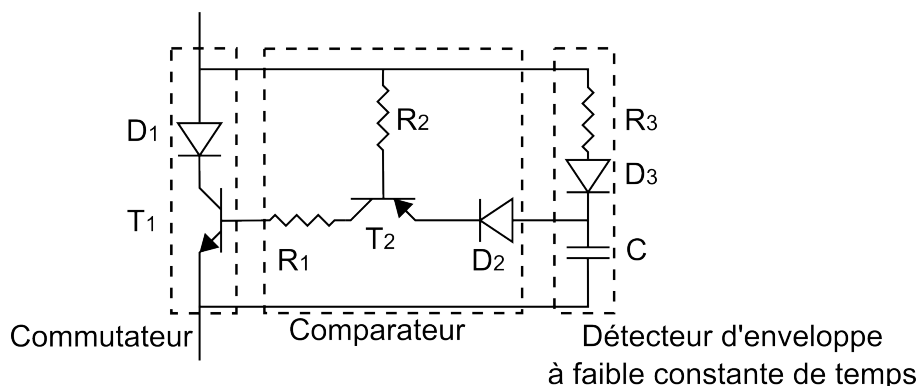


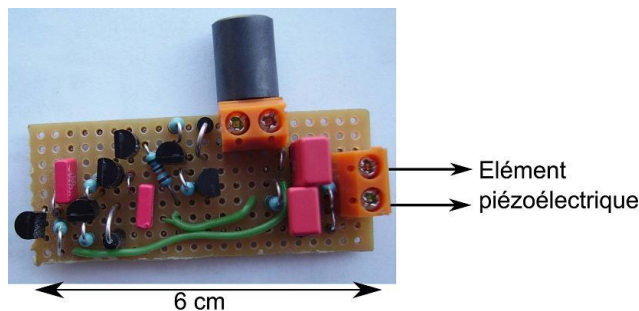
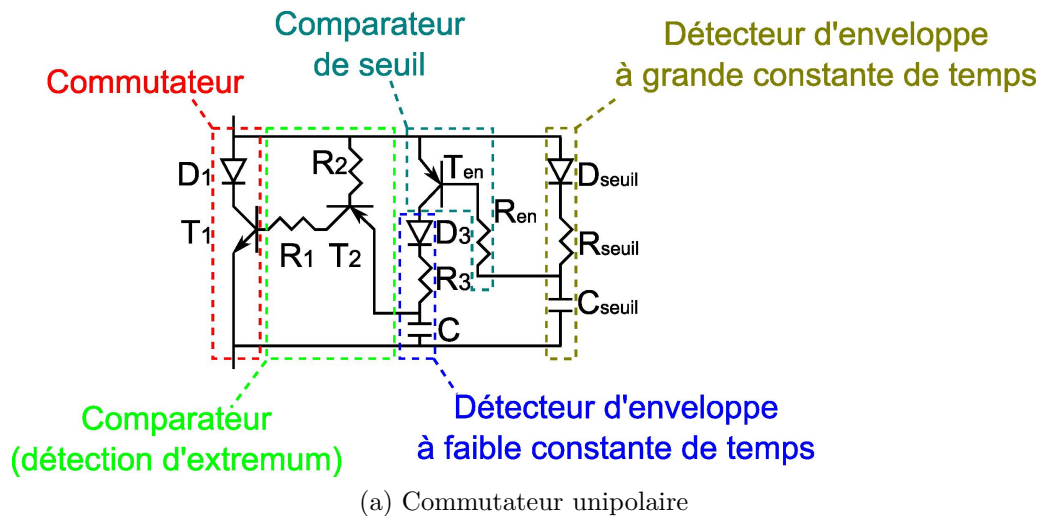
Figure 2.8 – Commutateur unipolaire auto-alimenté (extrait de [RGL07])

Cependant, afin de ne pas rajouter de résistances parasites qui diminueraient le facteur d'inversion γ , cette désactivation doit se situer dans la partie commande. Par exemple, on peut introduire un transistor dans la partie qui donne l'enveloppe du signal (R_3, D_3, C).

L'addition d'un circuit de calcul de seuil discret et très peu gourmand énergétiquement parlant peut être simplement obtenue par l'utilisation d'un circuit de détection d'enveloppe. Cependant, contrairement à (R_3, D_3, C), cette détection d'enveloppe nécessite une grande constante de temps afin d'avoir une bonne vision de l'historique du signal. Cette constante de temps sera par ailleurs le paramètre que fixera l'utilisateur (à l'instar de P_{SW} dans l'approche probabiliste ou β dans les approches statistique et RMS).

Enfin, pour désactiver le signal, un simple transistor bipolaire est utilisé. Comme la commutation doit être inhibée lorsque le seuil est plus grand que la tension de l'élément piézoélectrique, on utilisera un transistor PNP, dont l'émetteur sera connecté à la borne supérieure du commutateur, et la base sur la capacité C_{seuil} du détecteur d'enveloppe qui donne le seuil.

Le circuit ainsi obtenu est présenté Figure 2.9^{2.7}. Le calcul de seuil se fait via



(b) Commutateur bipolaire incluant l'inductance d'inversion

Figure 2.9 – Commutateur auto-alimenté avec détection de seuil

2.7. La diode D_2 dans la Figure 2.8 n'est pas nécessaire pour le bon fonctionnement du commutateur, et n'est donc pas incluse dans le circuit

$(R_{seuil}, D_{seuil}, C_{seuil})$, et est donné par la tension au bornes de C_{seuil} (le paramètre utilisateur de calcul de seuil est par conséquent la constante de temps $R_{seuil}C_{seuil}$). Cette tension est appliquée sur la base du transistor T_{en} , qui entre en conduction lorsque sa tension émetteur (c'est-à-dire la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique) est plus importante que la tension aux bornes de C_{seuil} . Dès lors, la fonction de repérage d'extrema effectuée par le détecteur d'enveloppe à faible constante de temps (R_3, D_3, C) et par le comparateur (R_2, T_2) est activée, et le fonctionnement du circuit est identique au cas exposé précédemment.

2.2.2 Résultats

Les deux circuits auto-alimentés (avec ou sans détection de seuil) ont été testés sur une structure électromécanique vibrante de type poutre encastrée-libre. La poutre est soumise à une impulsion de force, ce qui excite principalement ses deux premiers modes de flexion.

La Figure 2.10 montre la tension piézoélectrique commutée avec le circuit incluant un seuil. On peut voir que dans un premier temps le système se focalise sur le mode de plus haute fréquence (prédominant). Une fois ce mode suffisamment atténué (par rapport aux autres modes), le détecteur de seuil permet de se concentrer sur le premier mode, alors prépondérant. Les signaux de contrôle dans un cas quasi-monomodal (Figure 2.11) permettent de mieux appréhender le fonctionnement du système. Lorsque la tension de seuil (en vert/marqueurs en croix) devient égale, aux chutes de tension des composants discrets près, à la tension de l'élément piézoélectrique (en bleu/marqueurs ronds creux), le circuit de détection d'extrema devient actif (en rouge/marqueur en ronds pleins et magenta/marqueur en losange). Dès lors, lorsque la tension du détecteur d'extrema (en rouge/marqueur en ronds pleins) devient égale, aux chutes de tension des composants discrets près, à la tension de l'élément piézoélectrique, le commutateur est activé. La tension de l'élément piézoélectrique est alors inversée, la tension du détecteur d'extrema s'écroule (jusqu'à zéro), et le seuil diminue avec la constante de temps de son détecteur d'enveloppe.

La comparaison avec le circuit classique dans le cas où la poutre est excitée par une impulsion est présentée en Figure 2.12. On voit ainsi que le nouveau cir-

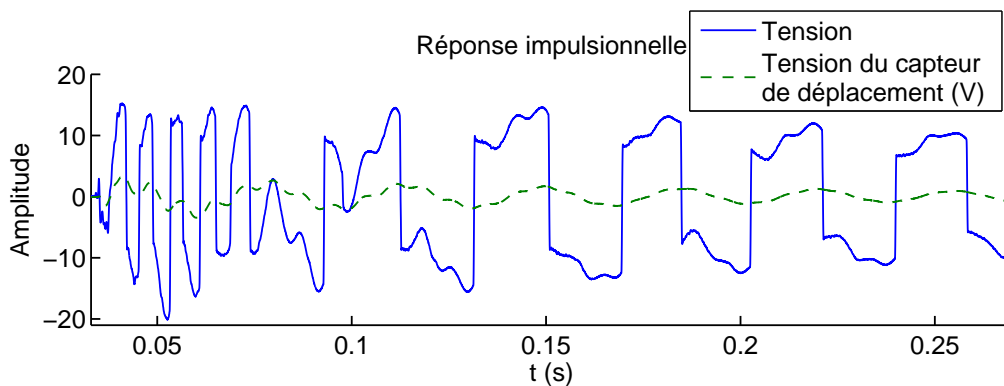


Figure 2.10 – Tension piézoélectrique commutée lors d'une excitation impulsionnelle de la poutre

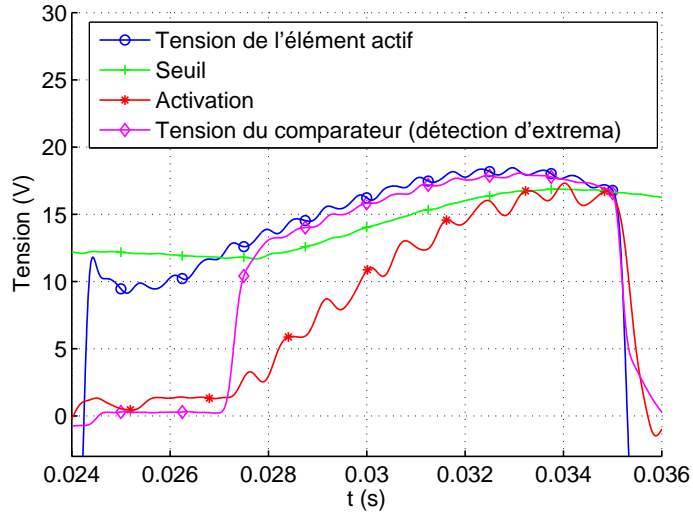


Figure 2.11 – Signaux de commande du commutateur auto-alimenté avec seuil

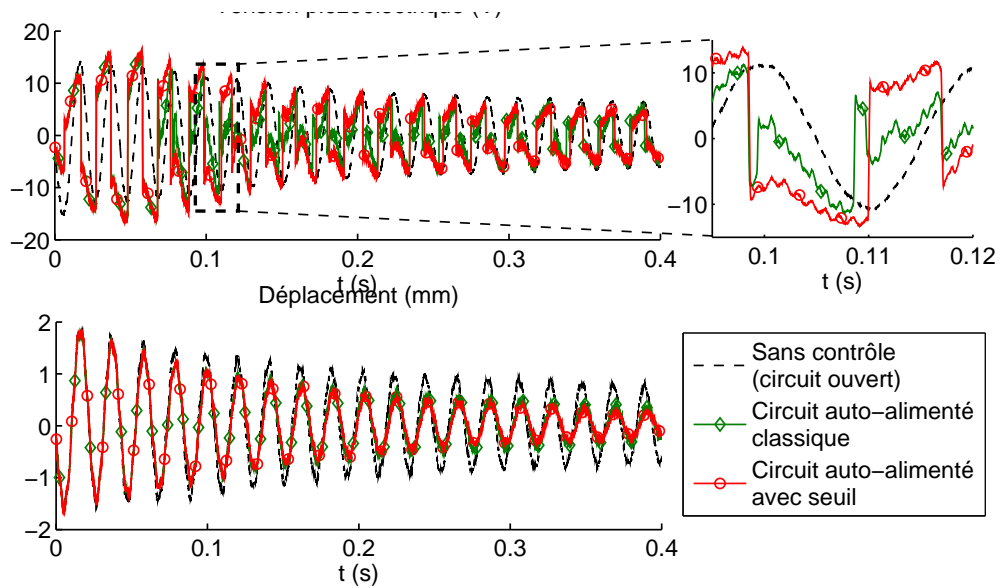


Figure 2.12 – Tension piézoélectrique commutée lors d'une excitation impulsionnelle de la poutre (le capteur de déplacement a une sensibilité de $8 \text{ mV} \cdot \mu\text{m}^{-1}$)

cuit permet une augmentation correcte de la tension par sélection des extrema de commutation, ce qui conduit ainsi à un gain en terme d'amortissement. On peut également déduire de cette figure un autre avantage de l'introduction d'un seuil, qui consiste en une meilleure réjection du bruit. On notera cependant, que dans le cas présenté ici, le gain en terme d'amortissement n'est pas très significatif. Ceci s'explique tout d'abord par une structure peu couplée et avec un facteur de qualité mécanique assez faible (à peu près 50), mais aussi par des niveaux de tension rendant les chutes de tensions des éléments discrets non négligeables, ce qui conduit à quelques problèmes au niveau de la détection. Cependant, malgré ces quelques réserves, l'intérêt du commutateur avec seuil auto-alimenté appliqué à l'amortissement vibratoire dans ce cas-ci est bien plus flagrant si l'on trace la Fonction de Réponse en Fréquence (FRF) de la réponse impulsionnelle du déplacement (Figure 2.13). On voit ainsi que la méthode proposée permet un gain d'environ 1 dB sur les deux premiers modes comparée à l'approche classique, ce qui correspond à 12% et 10.5% de gain en amortissement sur le premier et deuxième modes respectivement.

Les développements et résultats présentés dans ce paragraphe ont été publiés dans [LLRG08]. De plus, ainsi que mentionné précédemment, un tel commutateur trouverait également son application dans la récupération d'énergie, offrant un avantage non négligeable car ne permettant de récupérer de l'énergie que sur des tensions relativement importantes.

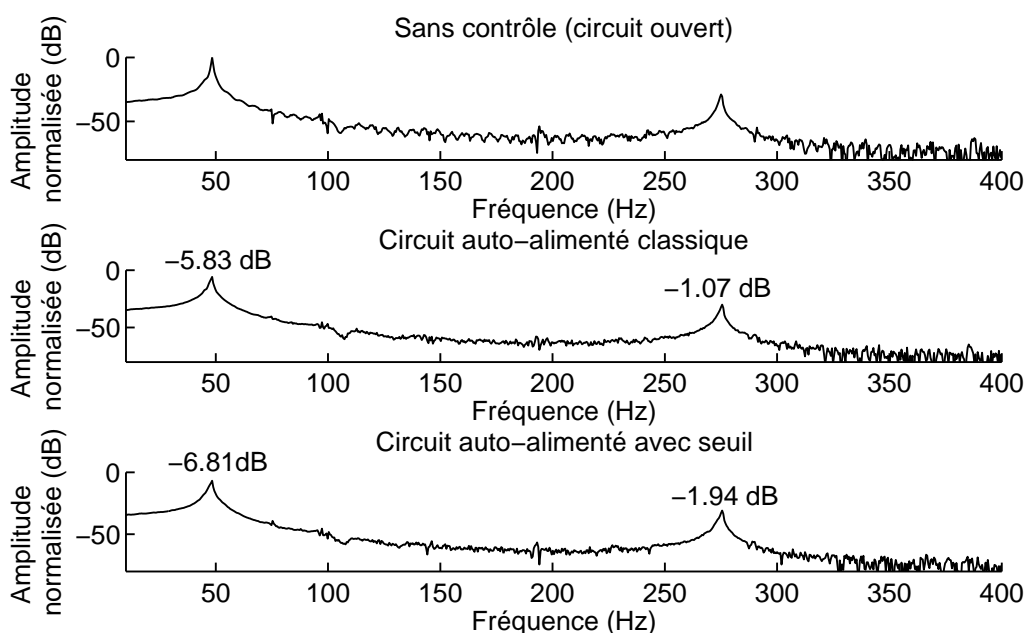


Figure 2.13 – Réponse impulsionnelle du déplacement (l'amplitude est normalisée par rapport à l'amplitude du premier mode dans le cas non contrôlé)

2.3 Contrôle de raideur par commutation sur zéros de déplacement - La technique SSSC

La commutation sur détection d'extrema permet de contrôler les vibrations par augmentation artificielle du coefficient d'amortissement. Cependant la détection d'extrema sur une bande fréquentielle large (plusieurs décades) est relativement complexe car elle nécessite une opération de différentiation ou de dérivation qui devient très sensible au bruit en haute fréquence (à titre d'exemple, le circuit auto-alimenté présenté dans le paragraphe précédent fonctionne sur un peu plus d'une décade).

D'autres principes de contrôle de vibrations existent, et notamment le contrôle de raideur, dont le fondement consiste à contrôler la fréquence de résonance afin de toujours situer la bande de résonance hors du spectre d'excitation. Il est proposé dans ce paragraphe une technique de contrôle semi-active (faisant donc intervenir de petits générateurs externes^{2,8}) nommée SSSC (*Synchronized Switch Stiffness Control*) qui consiste à commuter sur des zéros de déplacement qui sont bien plus simples à détecter que des extrema. Le principe du contrôle de raideur ainsi que le développement théorique et les résultats expérimentaux seront exposés, et une application simple au contrôle de vibration présentée.

2.3.1 Principes

Le principe général du SSSC consiste à commuter l'élément piézoélectrique sur une source de tension chaque fois que le déplacement devient nul. Le schéma est le même qu'en SSDVa (Figure 2.2d), et seule la loi de commande du commutateur change. Le paramètre d'inversion γ ainsi que le temps de commutation t_i et la valeur de la source de tension V_S demeurent identiques.

Le fait de commuter sur des zéros de déplacement change également la forme de la tension, qui est représentée Figure 2.14.

2.3.2 Développement théorique

On considèrera ici le modèle masse-ressort-amortisseur présenté en annexe A, dont le jeu d'équations est rappelé par l'expression (2.14) et la représentation illustrée par la Figure 2.15. De manière analogue aux techniques SSD, la tension V peut être décomposée en une tension proportionnelle au déplacement et une tension créneau $h(t)$ qui est cette fois-ci en phase avec le déplacement selon l'expression (2.15). L'amplitude H de cette tension créneau est égale à la tension avant inversion V_M , donnant donc la relation (2.16). A l'instant de la commutation, la relation entre la tension avant et après inversion s'écrit selon (2.17). En combinant cette équation avec l'expression de V_S (2.18)^{2,9} (u_M est l'amplitude de déplacement et β le paramètre de proportionnalité), on obtient alors l'expression de h (2.19).

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.8. type piles ou accumulateurs

2.9. Le signe de V_S est opposé à celui de la tension juste avant la commutation.

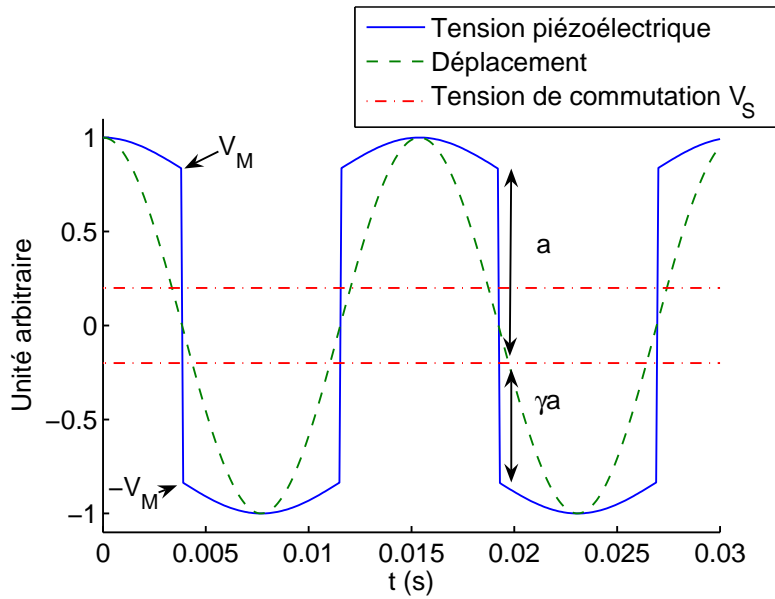


Figure 2.14 – Formes d’ondes de la technique SSSC

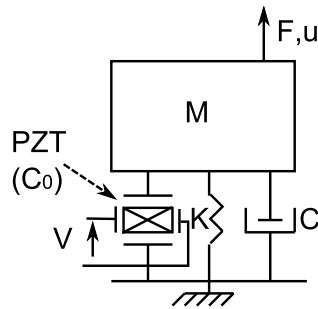


Figure 2.15 – Modélisation à un degré de liberté d’une structure électromécanique vibrante

$$V = \frac{\alpha}{C_0}u + H \times \text{sgn}(u) \quad (2.15)$$

$$h = V_M \times \text{sgn}(u) \quad (2.16)$$

$$V_M - V_S = \gamma(V_M + V_S) \quad (2.17)$$

$$|V_S| = \beta \frac{\alpha}{C_0}u_M \quad (2.18)$$

$$h = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \beta \frac{\alpha}{C_0}u_M \times \text{sgn}(u) \quad (2.19)$$

En considérant le déplacement sinusoïdal et en approchant la valeur de h par son premier harmonique, on obtient alors l’expression (2.20) à partir de l’équation mécanique de (2.14). La raideur équivalente K_{equiv} s’exprime alors selon l’équation

(2.21), où K_D est la raideur en circuit ouvert définie par l'expression (2.22). Ceci conduit également au contrôle de la pulsation de résonance $(\omega_{res})_{SSSC}$ et du facteur de qualité mécanique $(Q_M)_{SSSC}$ qui sont alors respectivement donnés par les expressions (2.23) et (2.24). Comparée à la méthode de Davis et Lesieutre présentée dans [DL00], la technique SSSC permet de contrôler la raideur sur une plage dépassant les raideurs de court-circuit et de circuit ouvert. Également, par rapport au concept du "Smart Spring" développé par Nitzsche ([NHW⁺05]), il n'est pas nécessaire de contrôler la tension piézoélectrique en permanence, permettant un gain non négligeable en terme d'énergie.

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \frac{\alpha^2}{C_0} \left(1 + \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta \right) u \quad (2.20)$$

$$K_{equiv} = K_D + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta \quad (2.21)$$

$$K_D = K_E + \frac{\alpha^2}{C_0} \quad (2.22)$$

$$(\omega_{res})_{SSSC} = \sqrt{\frac{K_D + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta}{M}} \quad (2.23)$$

$$(Q_M)_{SSSC} = \frac{\sqrt{\left(K_D + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta \right) M}}{C} \quad (2.24)$$

On peut également exprimer $(\omega_{res})_{SSSC}$ et $(Q_M)_{SSSC}$ en fonction de leurs valeurs sans contrôle ω_{res} et Q_M ainsi que du coefficient de couplage au carré k^2 (défini selon la relation (2.25)), ce qui conduit respectivement aux expressions (2.26) et (2.27). On voit que le facteur est identique pour ces deux paramètres, et qu'il ne dépend pas du facteur de qualité mécanique comme c'est le cas du facteur d'amortissement en SSD. Les variations de ce facteur en fonction de γ et βk^2 sont représentées Figure 2.16. Cette Figure montre ainsi que la variation de fréquence de résonance (ou de facteur de qualité mécanique) peut atteindre un facteur 10. De plus on remarque que cette variation évolue de manière pseudo-quadratique en fonction de $\gamma^{2.10}$, alors que sa croissance diminue lorsque βk^2 augmente.

$$k^2 = \frac{\alpha^2}{C_0 K_D} \quad (2.25)$$

$$(\omega_{res})_{SSSC} = \omega_{res} \sqrt{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta k^2} \quad (2.26)$$

$$(Q_M)_{SSSC} = Q_M \sqrt{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \beta k^2} \quad (2.27)$$

2.10. Plus précisément l'évolution est pseudo-linéaire pour des valeurs faibles de γ ($(1-\gamma)$ étant proche de 1) et devient pseudo-exponentielle quand γ est proche de 1 (le dénominateur tendant alors vers 0).

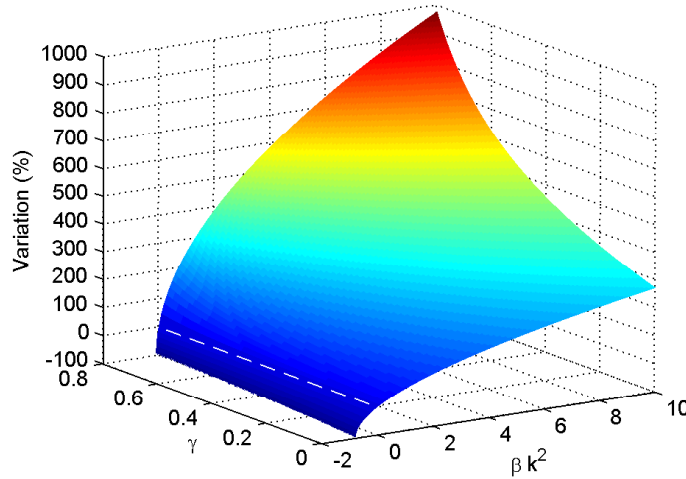


Figure 2.16 – Variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité mécanique par la technique SSSC (le trait en pointillés correspond à une variation nulle)

D'un point de vue de la consommation énergétique, la source de tension fournit une énergie par commutation W_{comm} donnée par la relation (2.28), avec t_0 l'instant de commutation et t_i la durée d'inversion. Comme deux commutations interviennent par période, la puissance nécessaire P_{SSSC} pour le contrôle SSSC est donc donnée par l'expression (2.29), avec f_0 la fréquence de vibration.

$$W_{\text{comm}} = \int_{t_0}^{t_0+t_i} V_S I dt = \int_{-V_M}^{V_M} C_0 V_S dV = 2 \frac{1 + \gamma \alpha^2}{1 - \gamma C_0} \beta^2 u_M^2 \quad (2.28)$$

$$P_{\text{SSSC}} = 4f_0 \frac{1 + \gamma \alpha^2}{1 - \gamma C_0} \beta^2 u_M^2 \quad (2.29)$$

Dans le cas d'un simple contrôle proportionnel, la dissipation de puissance est due à la résistance parasite r_P en parallèle avec la capacité de l'élément piézoélectrique (cette résistance n'intervient pas dans le cas du contrôle SSSC étant donnée que la constante de temps $r_P C_0$ est très grande devant la durée de commutation t_i - annexe C). La tension appliquée à l'élément piézoélectrique dans le cas du contrôle proportionnel s'exprime selon la relation (2.30), avec K_C le facteur de proportionnalité. La raideur $K_{\text{proportionnel}}$ ainsi obtenue est donnée par l'expression (2.31) à partir de l'équation du mouvement (2.14), et la puissance nécessaire pour ce type de contrôle est exprimée par la relation (2.32).

$$V_{\text{proportionnel}} = K_C u \quad (2.30)$$

$$K_{\text{proportionnel}} = K_E + \alpha K_C \quad (2.31)$$

$$P_{\text{proportionnel}} = f_0 \int_0^{1/f_0} \frac{V_{\text{proportionnel}}^2}{r_P} dt = \frac{K_C}{2r_P} u_M^2 \quad (2.32)$$

En considérant les paramètres de la structure expérimentale présentée dans le paragraphe suivant et une amplitude de déplacement de 1 mm , on obtient ainsi les puissances nécessaires en fonction de la variation de raideur illustrées dans la Figure 2.17. La résistance parasite r_P a été calculée à partir de la tangente des pertes du matériau, qui vaut 0.05 à 1 kHz , ce qui conduit à une résistance $r_P = 61\text{ k}\Omega$ avec une capacité bloquée $C_0 = 52\text{ nF}$. La Figure 2.17 montre parfaitement le grand avantage du SSSC en terme de puissance requise pour une même variation de raideur, qui est dans ce cas, 10 fois inférieure à celle nécessaire dans le cas d'un simple contrôle proportionnel.

2.3.3 Validation expérimentale

Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental consiste en une poutre encastrée-libre équipée d'inserts piézoélectriques et pouvant être excitée par un électroaimant connecté à un Générateur Basse Fréquence via un amplificateur. Ces inserts sont connectés à des commutateurs contrôlés par une carte d'interfaçage DSpace™. Un capteur inductif permet également de mesurer le déplacement, et est également utilisé pour le calcul de la tension V_S . Ce dispositif est présenté Figure 2.18. Les différents paramètres ont été identifiés par des mesures préliminaires et sont consignés dans le Tableau 2.2.

Résultats

Les résultats obtenus, ainsi que les prédictions théoriques, sont présentés Figure 2.19. Ces résultats confirment ainsi la possibilité de contrôler la raideur d'un système, et par conséquent sa fréquence de résonance, par une technique simple et peu énergétique. On voit également que ce contrôle permet une excursion de la fréquence de résonance (et donc de la raideur) hors de la plage court-circuit/circuit

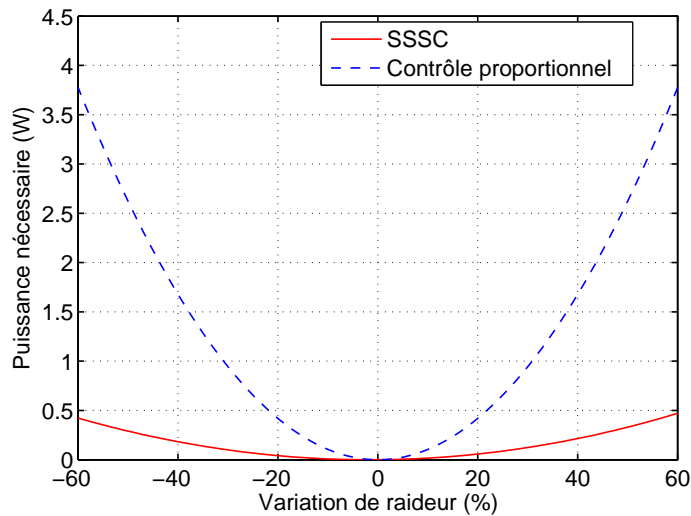


Figure 2.17 – Comparaison des puissances nécessaires entre SSSC et contrôle proportionnel

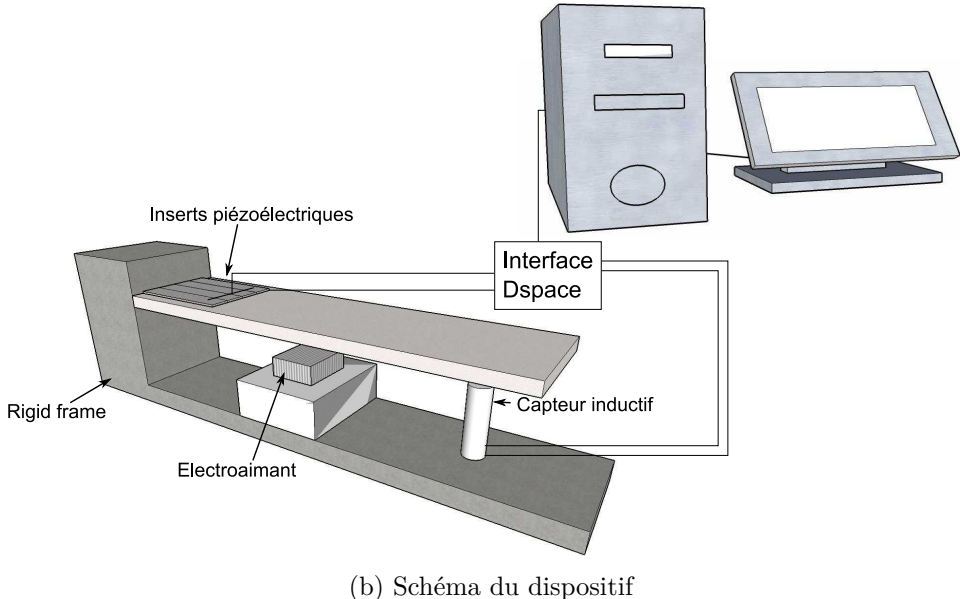
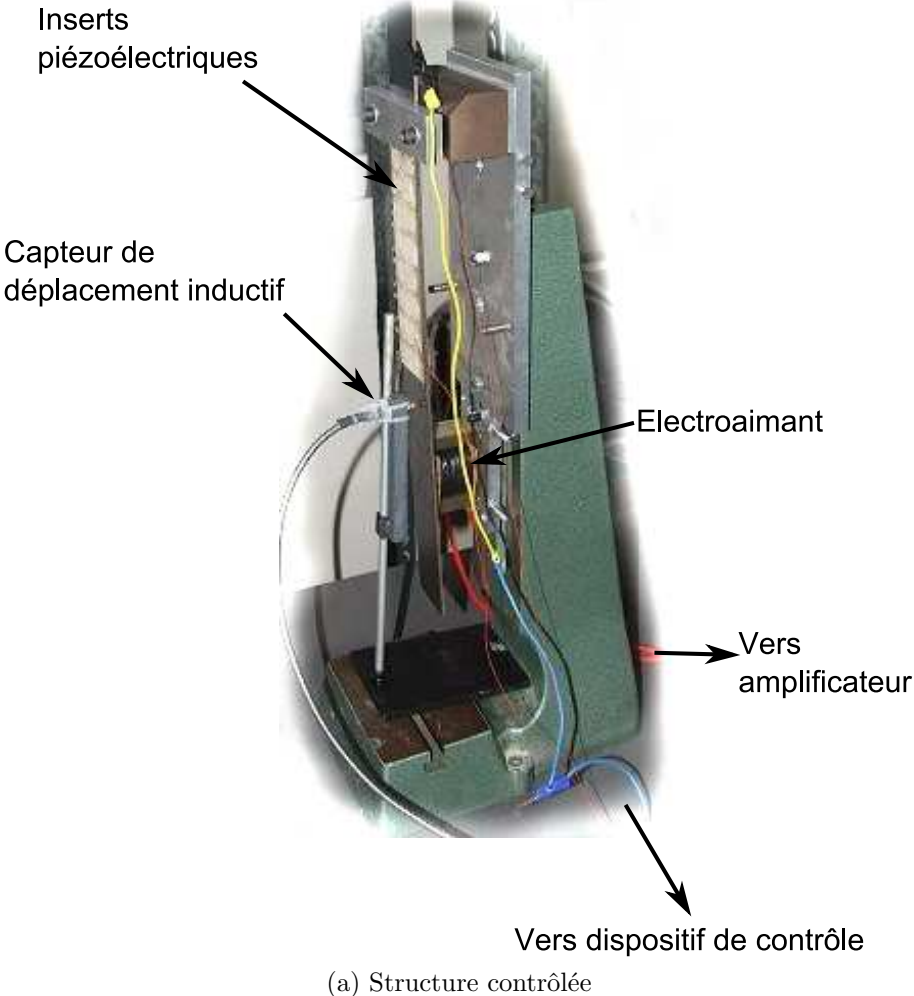


Figure 2.18 – Dispositif expérimental du SSSC

Paramètre	Valeur
Masse dynamique M	54.4 g
Coefficient d'amortissement structural C	0.04 $N.s.m^{-1}$
Raideur en circuit ouvert K_D	1095 $N.m^{-1}$
Fréquence de résonance en circuit ouvert f_D	22.6 Hz
Facteur de force α	-0.951 $mN.V^{-1}$
Capacité bloquée C_0	52 nF
Coefficient d'inversion γ	0.5

Tableau 2.2 – Paramètres expérimentaux de la technique SSSC

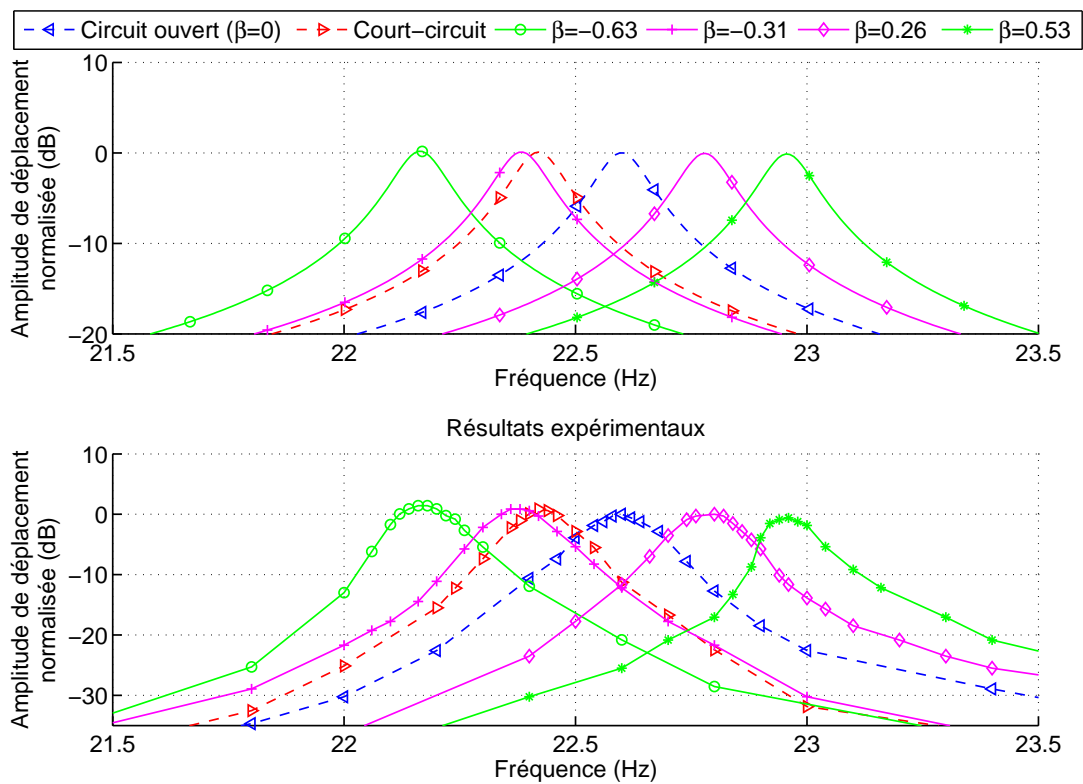


Figure 2.19 – Résultats expérimentaux du SSSC (les déplacements sont normalisés par rapport au déplacement à la résonance en circuit ouvert)

ouvert^{2.11}. Lorsque le coefficient β est inférieur (*resp.* supérieur) à zéro, la fréquence de résonance décroît (*resp.* augmente). Bien sûr de plus grandes excursions sont possible pour des coefficients γ et β plus importants^{2.12}, ou encore un couplage plus grand. Les formes d'ondes obtenues sont représentées dans la Figure 2.20. Comme le coefficient α est négatif, tension et déplacement sont en opposition de phase (ce qui ne change en rien les principes de contrôle ; la raideur en circuit ouvert, la fréquence de résonance en circuit ouvert et le facteur de qualité mécanique en circuit ouvert dépendant de ce coefficient au carré). La tension de commutation V_S est représentée de manière discrète car elle n'intervient que lors de la commutation.

Les tracés des réponses impulsionnelles en circuit ouvert, pour $\beta = -0.5$ et $\beta = 0.5$ sont illustrés Figure 2.21. Outre le contrôle de fréquence exposé auparavant (même si l'on n'est pas rigoureusement dans un cas harmonique ici), on remarque un léger effet d'amortissement à la résonance. Ceci s'explique par le fait que le contrôle n'intervient qu'après une demi-période d'oscillation (premier passage par zéro et nécessité de calculer l'amplitude de déplacement). Par conséquent, le système, sur sa première demi-période, se comporte exactement comme dans le cas du circuit ouvert (et donc tend à osciller sur la fréquence de résonance correspondante). Après cette demi-période, le système change de fréquence de résonance dû au traitement SSSC, amortissant alors légèrement le système. On voit également que le SSSC permet un contrôle du second mode situé aux alentours de 48 Hz . Enfin, on peut remarquer l'apparition d'harmoniques impaires (en particulier l'harmonique 3) sur le tracé en fréquence. Ceci est bien entendu provoqué par le traitement non-linéaire qui implique une composante de tension qui est constante par morceaux. De fait, à l'instar du contrôle SSD, cette tension créneau provoque l'apparition d'harmoniques impaires.

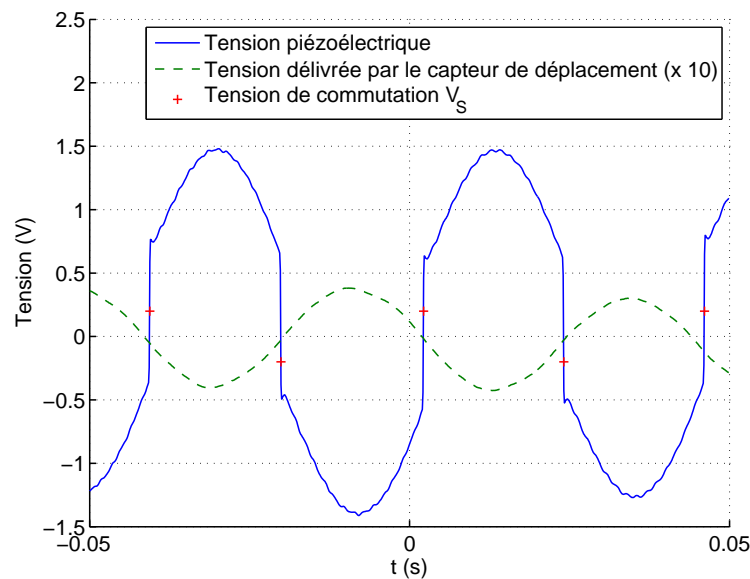


Figure 2.20 – Formes d'ondes expérimentales du SSSC

2.11. Ceci peut également être vu comme une augmentation artificielle de la conversion.

2.12. Dans notre cas, β est limité par la carte DSpace™.

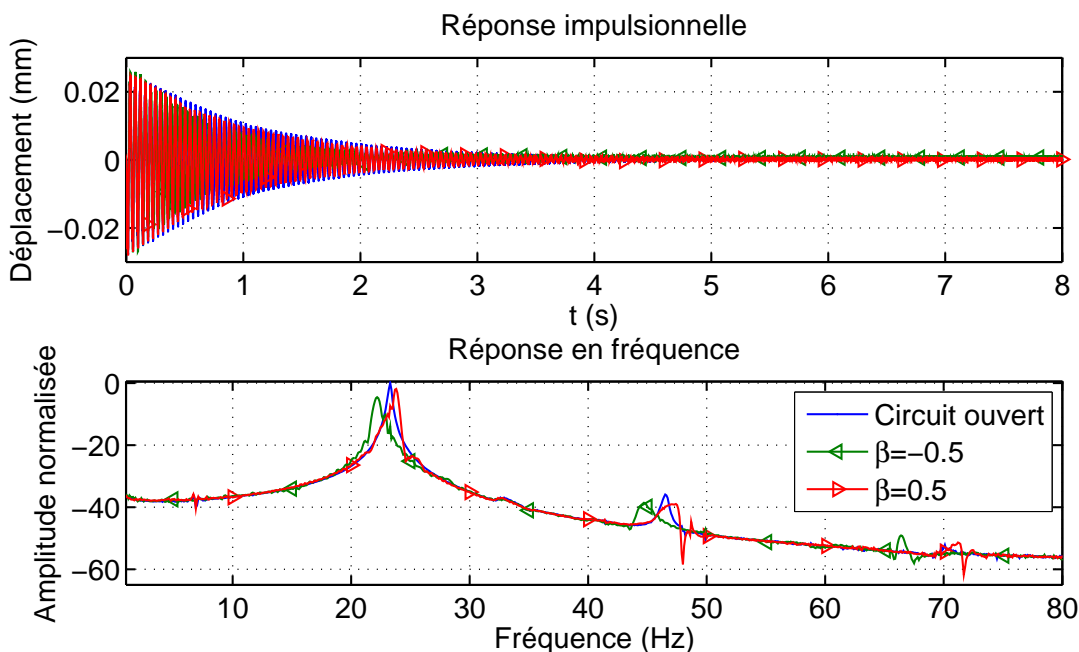


Figure 2.21 – Réponses impulsionnelles du SSSC (les réponses en fréquence sont normalisées par rapport au déplacement à la résonance en circuit ouvert)

Ces résultats ainsi que le développement théorique précédent ont été publiés dans [GLM08].

2.3.4 Application au contrôle de vibrations

Principe du contrôle

Dans cette partie on se propose d'utiliser la technique de contrôle de raideur SSSC en vue de limiter les vibrations. Bien sûr la technique SSSC peut être mise en œuvre pour d'autres applications, comme la limitation ou le suivi des dérives mécaniques (dans le cas de microgénérateurs sismiques par exemple). Dans l'optique de la limitation des vibrations, la loi de contrôle proposée est simple, et consiste à assurer que le système est toujours excité hors de sa plage de résonance. Pour ce faire, le système est contrôlé par la technique SSSC avec un coefficient β positif lorsque la fréquence d'excitation est inférieure à la fréquence de résonance en circuit ouvert, et par un coefficient β négatif dans le cas contraire. La Figure 2.22 décrit schématiquement ce principe (la courbe rouge/marqueurs astérisques représente la réponse du système contrôlé que l'on cherche à atteindre).

Application expérimentale

La détection de fréquence est basée sur la période de temps Δt entre l'apparition de deux zéros consécutifs (demi-période du signal). La fréquence f est alors donnée par la relation (2.33). Le schéma-bloc du calcul de V_S ainsi obtenu est représenté en Figure 2.23. Les mesures expérimentales ont été menées sur la même structure que

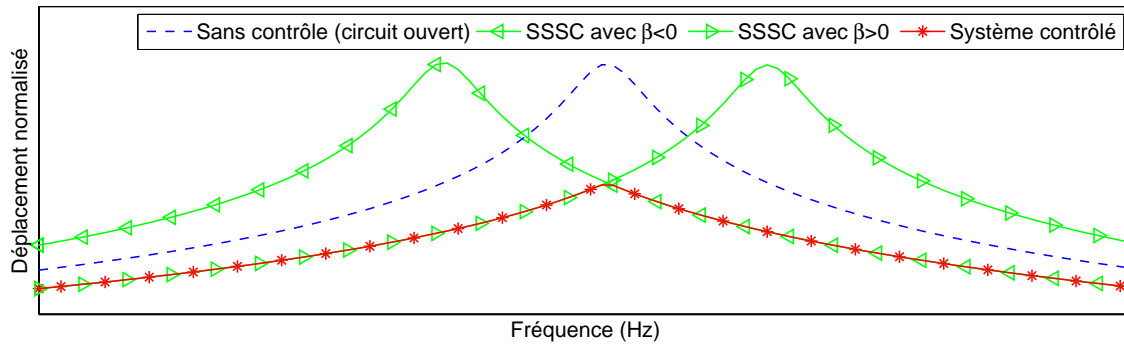


Figure 2.22 – Principe du contrôle de vibrations par SSSC

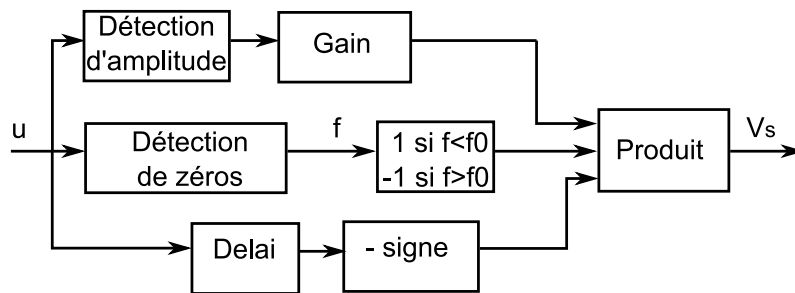


Figure 2.23 – Calcul de la tension de commutation pour le contrôle de vibrations par SSSC

précédemment, en appliquant une force constante de fréquence croissante (signal wobulé en fréquence ou *sweep*).

$$f = \frac{1}{2\Delta t} \quad (2.33)$$

Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure 2.24. On voit que le contrôle par changement de fréquence de résonance est assez efficace dans le cas simple d'une excitation par *sweep*. On obtient ainsi 15 dB d'atténuation à la résonance. Dans le cas d'une excitation plus complexe (comme un bruit blanc par exemple), les décalages de fréquence (donnés par le coefficient de couplage k et les coefficients β et γ) nécessiteraient probablement d'être augmentés. De même, la prise en compte du caractère multimodal de la structure conduirait également à une sélection des zéros de commutation comme dans le cas du SSD.

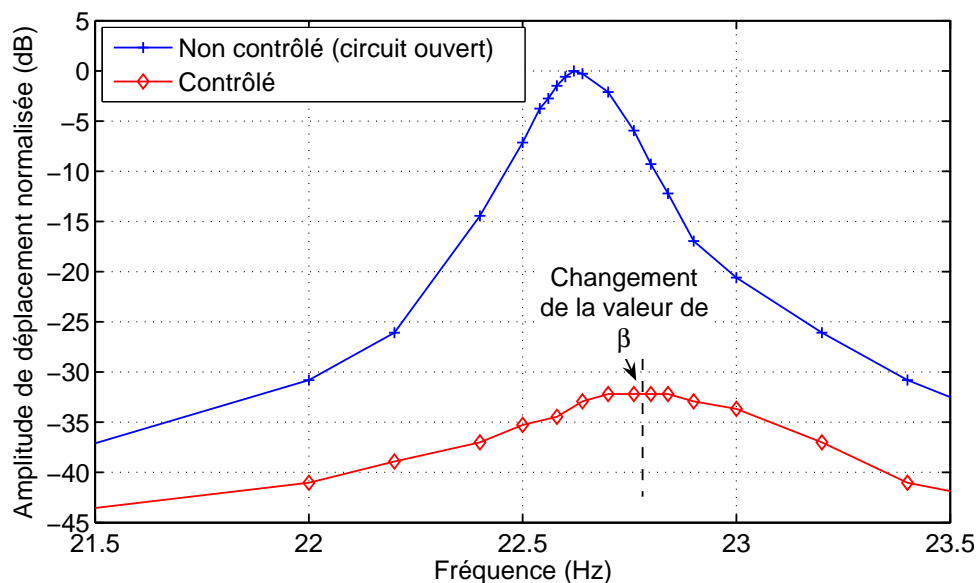


Figure 2.24 – Résultats expérimentaux du contrôle de vibrations par SSSC (les déplacements sont normalisés par rapport au déplacement à la résonance en circuit ouvert)

2.4 Amortissement semi-passif non synchronisé - Les techniques BSD

Les systèmes de contrôle de vibrations précédemment décrits reposent sur des commutations synchrones avec le déplacement ; soit par détection d’extrema (contrôle du coefficient d’amortissement - SSD), soit par détection de zéros (contrôle de la raideur - SSSC). Ces systèmes nécessitent ainsi pour leur commande d’observer un signal (tension ou déplacement) pour assurer le synchronisme de commutation. Dans ce paragraphe un système de contrôle de vibrations par augmentation du coefficient d’amortissement est proposé. Contrairement aux deux techniques précédemment décrites, la méthode exposée ici fonctionne de manière indépendante et non synchronisée avec la vibration ; d’où son nom de BSD (*Blind Switch Damping*). Cette technique permet ainsi d’amortir des structures vibrantes sans connaissance préalable de leurs paramètres (fréquence de résonance par exemple). En commutant à une fréquence relativement élevée par rapport à la vibration, cette méthode effectue ainsi une différentiation de la tension en circuit ouvert, et donc applique une force équivalente opposée à la vitesse, ce qui conduit à un amortissement. Trois “sous-techniques” seront développées : la première, semi-passive, consiste à commuter sur des court-circuits, alors que les deux autres sont semi-actives et commutent alternativement sur des court-circuits et des sources de tension du signe de la tension aux bornes de l’élément piézoélectrique. Ces deux dernières techniques se différencient par le réglage de cette tension de commutation.

2.4.1 Principes

Encore une fois, le schéma de la technique BSD est identique à celui du SSD (Figure 2.1a) ; seule la loi de commande du commutateur change. En effet, dans la technique BSD, l'interrupteur est commuté à une fréquence fixe dont la période τ est donnée par la relation (2.34), avec T_0 la période de vibration et n un réel positif arbitraire, mais assez grand par rapport à 1, et fixé par l'utilisateur. La commutation étant effectuée à haute fréquence ($n \gg 1$), on opère donc une différentiation de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique.

$$\tau = \frac{T_0}{n} \text{ avec } n \in \mathfrak{R}^+ \quad (2.34)$$

À l'instar des développements précédents, on utilisera le système masse-ressort-amortisseur à un degré de liberté, dont les équations sont rappelées en (2.35). Cependant, le cas non contrôlé sera ici représenté par le cas en court-circuit^{2.13}, conduisant dès lors à la fréquence de résonance ω_{res} et au facteur de qualité mécanique Q_M donnés respectivement par les relations (2.36) et (2.37).

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{K_E}{M}} \quad (2.36)$$

$$Q_M = \frac{\sqrt{K_E M}}{C} \quad (2.37)$$

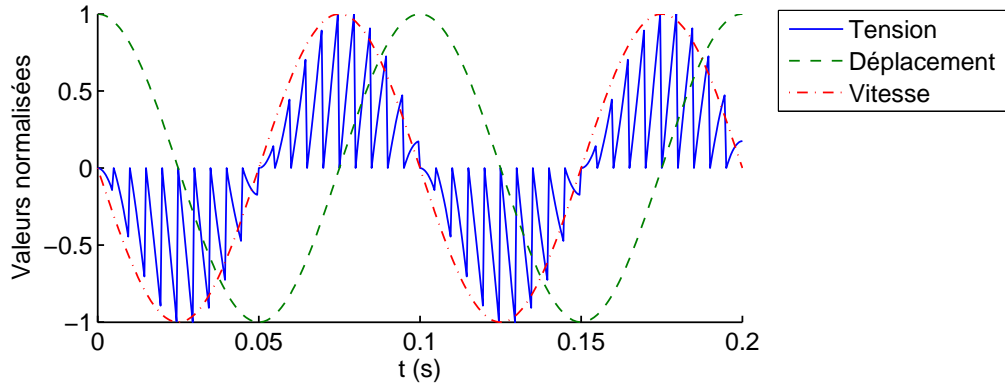
2.4.2 Amortissement semi-passif non synchronisé par commutation sur court-circuit (BSDS)

Dans le cas de la technique dite BSDS (*Blind Switch Damping on Short circuit*), le réseau électrique de commutation est un simple court-circuit. À l'instar du SSDS, la commutation dissipe l'énergie électrostatique stockée sur l'élément actif. L'annulation de la tension peut également être vue comme un changement de condition initiale de l'intégration de l'équation électrique de (2.35), conduisant à l'expression de la tension piézoélectrique (2.38). Cette équation montre la différentiation opérée par le BSDS.

$$V_{BSDS} = \frac{\alpha}{C_0} \left(u(t) - u\left(i\frac{T_0}{n}\right) \right) \text{ pour } i\frac{T_0}{n} \leq t < (i+1)\frac{T_0}{n} \text{ avec } i \in \mathbb{N} \quad (2.38)$$

La Figure 2.25 montre les formes d'ondes typiques obtenues avec la technique BSDS dont le coefficient de hachage n est fixé à 20. On voit bien que la tension ainsi formée est en phase avec la vitesse, ajoutant donc un effet de frottement visqueux permettant d'amortir les vibrations.

2.13. Cette hypothèse facilite grandement le développement théorique sans pour autant avoir un impact significatif sur les expressions de l'atténuation.


 Figure 2.25 – Formes d’ondes typiques de la technique BSDS ($n = 20$)

Particulièrement, en considérant $n \gg 1$, on peut approcher l’expression de la tension aux bornes de l’élément piézoélectrique par la relation (2.39). En considérant que seul le premier harmonique de cette tension (d’expression (2.40)) a un effet sur la structure, le système masse-ressort-amortisseur est alors donné par (2.41) et donc la fonction de transfert dans l’espace de Fourier s’exprime selon la relation (2.42). Ces expressions montrent que l’effet du BSDS est, contrairement à celui du SSD, un effet de frottement visqueux qui dépend de la fréquence de vibration. L’amortissement A_{BSDS} à la résonance se déduit de l’équation (2.42) et de l’expression du système masse-ressort, qui conduisent pour des systèmes peu amortis à la relation (2.43). L’amortissement peut également être exprimé en fonction du facteur de qualité mécanique Q_M et du coefficient de couplage au carré k^2 , conduisant à l’expression (2.44).

$$V_{BSDS} \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_0}{n} \dot{u}(t) \quad (2.39)$$

$$(V_{BSDS})_{\text{fondamental}} \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_0}{\pi n} \dot{u}(t) \quad (2.40)$$

$$M\ddot{u} + \left(C + \frac{\alpha^2 T_0}{C_0 \pi n} \right) \dot{u} + K_E u = F \quad (2.41)$$

$$\frac{U(\omega)}{F(\omega)} = \frac{1}{-M\omega^2 + j \left(C + \frac{\alpha^2 T_0}{C_0 \pi n} \right) \omega + K_E} \quad (2.42)$$

$$A_{BSDS} = \frac{1}{1 + \frac{1}{C} \frac{\alpha^2 T_0}{\pi n}} \quad (2.43)$$

$$A_{BSDS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{n} k^2 Q_M} \quad (2.44)$$

La Figure 2.26 montre l’évolution de l’atténuation en fonction du coefficient de hachage n et du produit du coefficient de couplage au carré k^2 par le facteur de qualité mécanique Q_M . Cette figure et les expressions (2.43) et (2.44) montrent que l’amortissement ainsi obtenu est inversement proportionnel au coefficient n . Cepen-

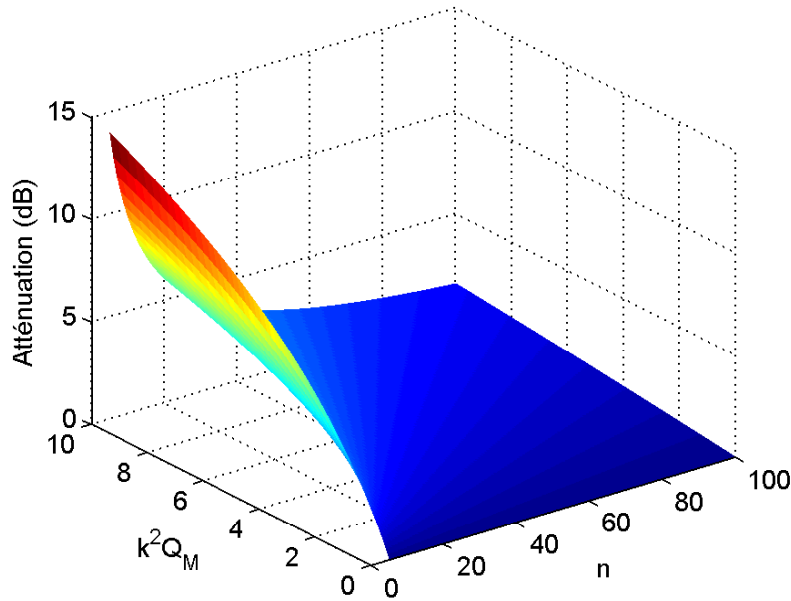


Figure 2.26 – Atténuation théorique obtenue par la technique BSDS

nant, un compromis apparaît entre le fait que n doive être très grand par rapport à 1 afin d'assurer une différentiation correcte (et ainsi une bonne reconstruction de la vitesse) et le fait que n soit assez petit pour obtenir un amortissement significatif.

2.4.3 Amortissement semi-passif non synchronisé par commutation sur source de tension (BSDV)

La technique BSDS nécessite un compromis entre amortissement et reconstruction de la vitesse (caractérisé par le coefficient de hachage n), mais elle peut être améliorée par une augmentation artificielle de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique (cette tension est généralement assez faible en BSDS, limitant l'effet d'amortissement). Cette augmentation est obtenue par commutation alternative sur un court-circuit et sur une source de tension V_S du signe de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique, augmentant par conséquent l'effet de frottement visqueux et donc l'amortissement. De telles opérations conduisent au concept de BSDV (*Blind Switch Damping on Voltage source*). Ainsi deux branches de commutation sont nécessaires, conduisant au schéma représenté Figure 2.27.

La différentiation est toujours obtenue par la commutation sur court-circuit. Cependant, la commutation suivante sur source de tension, permet d'augmenter l'amplitude de cette différentiation, et donc l'effet d'amortissement. Comme dans le cas du SSD, les pertes dans le circuit de commutation sur source de tension conduisent à la définition d'un facteur d'inversion γ . Cette inversion est faite autour de la référence de tension V_S . La Figure 2.28 montre cette succession de commutations et les principes de la technique BSDV.

En notant V_1 et V_2 les tensions respectives avant et après commutation sur source de tension, on déduit la relation (2.45). V_1 est obtenue après commutation sur court-circuit. Par conséquent, la relation de tension (2.38) obtenue dans le cas du

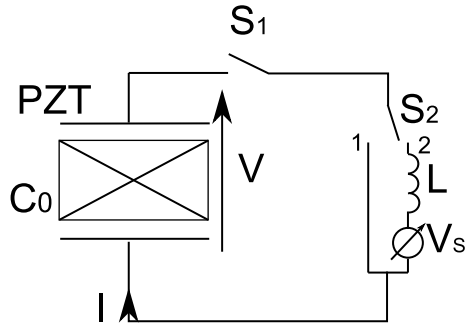


Figure 2.27 – Schéma de la technique BSDV

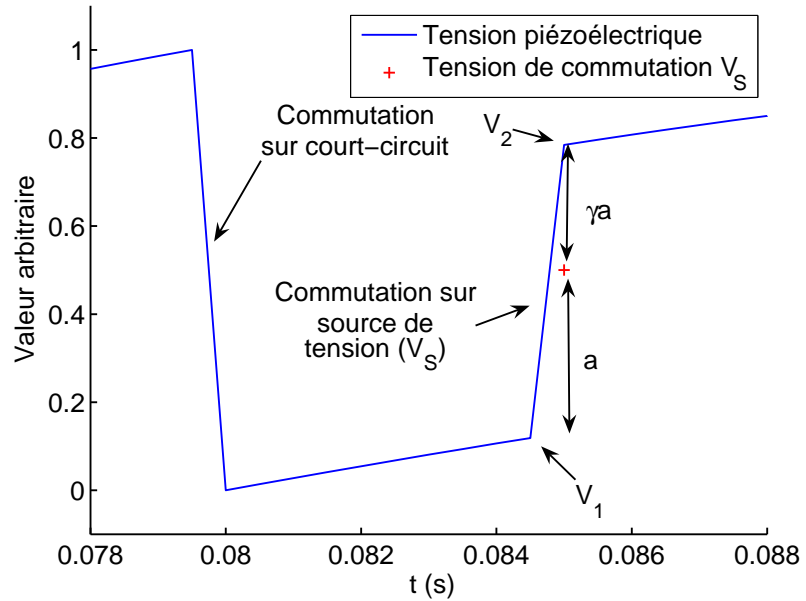


Figure 2.28 – Formes d'ondes typiques de la technique BSDV (la tension V_s est représentée ponctuellement car elle n'a de sens que lors des commutations)

s'exprimer en fonction du produit du coefficient de couplage électromécanique au carré k^2 et du facteur de qualité mécanique Q_M conduisant à l'expression (2.56). On notera que les expressions de l'atténuation et de la tension ne dépendent pas du coefficient de hachage n .

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \frac{2}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1}{\omega_0} (1 + \gamma) \beta \dot{u}(t) \quad (2.53)$$

$$\frac{U(\omega_0)}{F(\omega_0)} = \frac{1}{-M\omega_0^2 + j \left(C\omega_0 + \frac{2}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} (1 + \gamma) \beta \right) + K_E} \quad (2.54)$$

$$A_{BSDVp} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{C\omega_{res}} \frac{\alpha^2}{C_0} (1 + \gamma) \beta} \quad (2.55)$$

$$A_{BSDVp} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi} (1 + \gamma) \beta k^2 Q_M} \quad (2.56)$$

La Figure 2.30 représente l'amortissement obtenu par utilisation de la technique BSDVp en fonction du produit du facteur de qualité mécanique Q_M par le coefficient de couplage global au carré k^2 et du coefficient sans dimension $\beta(1 + \gamma)$ ($(1 + \gamma)$ est inférieur à 2, mais la valeur de β , étant fixée par l'utilisateur, n'est pas limitée - hors considérations pratiques). Cette Figure montre que l'ajout d'une source de tension permet effectivement de contrôler efficacement les vibrations avec des atténuations significatives et bien plus importantes que celles obtenues en BSDS. L'évolution de l'amortissement pour de faibles valeurs de $k^2 Q_M$ et/ou de $\beta(1 + \gamma)$ est très rapide, pour ensuite fortement diminuer quand ces paramètres augmentent.

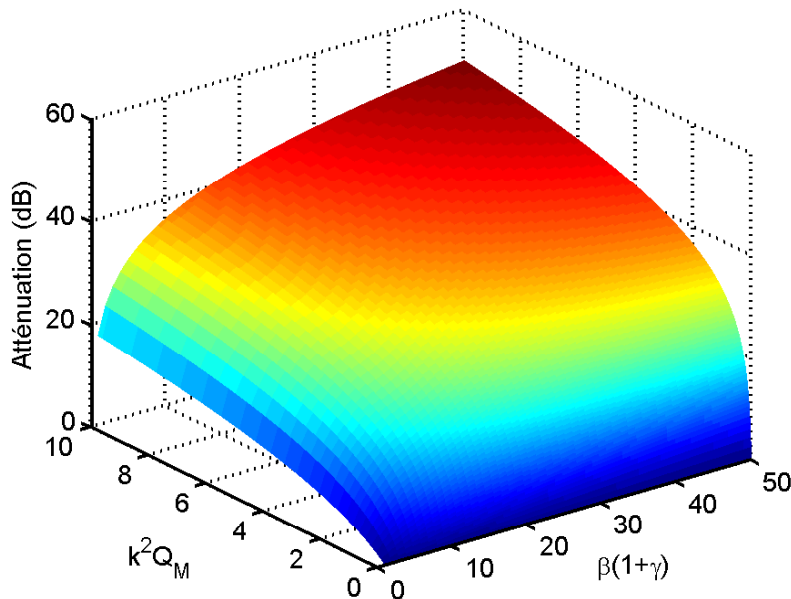


Figure 2.30 – Atténuation théorique obtenue par la technique BSDVp

Amortissement semi-passif non synchronisé par commutation sur source de tension adaptative (BSDVa)

Dans le cas du BSDVa, la tension V_S est accordée selon la valeur de la tension V_1 avant la commutation selon la relation (2.57). Par conséquent, pour un coefficient de hachage n très supérieur à 1, cette tension peut s'approcher par l'expression (2.58). En considérant le coefficient β grand par rapport à 1, la tension piézoélectrique peut être considérée comme constante par morceaux, conduisant à la relation (2.59). Les formes d'ondes ainsi obtenues sont présentées en Figure 2.31. On voit que la tension piézoélectrique est plus proche de la vitesse que dans le cas BSDVp, et qu'elle est assez proche de la vitesse modulée par une fonction créneau de fréquence $n/(2T)$.

$$V_S = \beta V_1 = \beta V \left((2i + 1) \frac{T_0}{n} \right) \quad (2.57)$$

$$V_S \approx \beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_0}{n} \dot{u}(t) \quad (2.58)$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} V(t) \approx 0 & \text{pour } 2i \frac{T_0}{N} \leq t < (2i + 1) \frac{T_0}{N} \\ & \text{(commutation sur court-circuit)} \\ V(t) \approx (1 + \gamma) V_S & \text{pour } (2i + 2) \frac{T_0}{N} \leq t < (2i + 1) \frac{T_0}{N} \\ & \approx (1 + \gamma) \beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_0}{n} \dot{u}(t) \quad \text{(commutation sur source de tension)} \end{array} \right. \quad (2.59)$$

En considérant que le déplacement demeure sinusoïdal, l'effet de la tension piézoélectrique V peut être réduite à son premier harmonique selon l'équation (2.60). Combiner cette équation avec l'équation du mouvement de (2.35) conduit alors à l'expression (2.61), ce qui donne la fonction de transfert du déplacement en fonction de la force (2.62) dans l'espace de Fourier. Pour un système peu amorti, l'atténuation à la résonance A_{BSDVa} est alors donnée par la relation (2.63), qui peut alors s'exprimer en fonction du produit $k^2 Q_M$ selon l'expression (2.64). En comparant cette

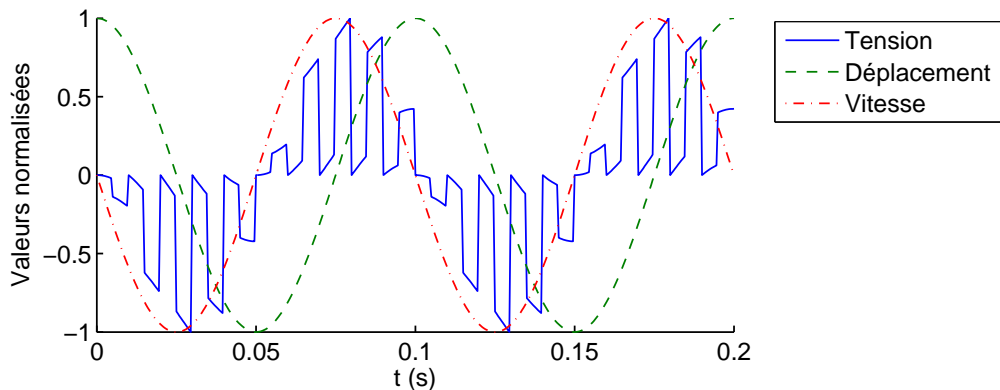


Figure 2.31 – Formes d'ondes typiques de la technique BSDVa ($n = 20$)

expression avec celle obtenue dans le cas du BSDS ((2.43)), on voit que le BSDVa conduit à une augmentation artificielle du coefficient de couplage au carré par un facteur $(1 + \gamma)\beta$. Par conséquent, l'amortissement obtenu suit la même évolution (mais de manière plus rapide) que celui obtenu en BSDS présenté Figure 2.26.

$$V \approx (1 + \gamma)\beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_0}{\pi n} \dot{u}(t) \quad (2.60)$$

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - (1 + \gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_0}{\pi n} \dot{u}(t) \quad (2.61)$$

$$\frac{U(\omega)}{F(\omega)} = \frac{1}{-M\omega^2 + j \left(C + (1 + \gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_0}{\pi n} \right) \omega + K_E} \quad (2.62)$$

$$A_{BSDVa} = \frac{1}{1 + (1 + \gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1}{C} \frac{T_0}{\pi n}} \quad (2.63)$$

$$A_{BSDVa} = \frac{1}{1 + (1 + \gamma)\beta_n^2 k^2 Q_M} \quad (2.64)$$

2.4.4 Comparaison théorique et Discussion

Ce paragraphe a non seulement pour but de discuter des spécificités de chaque technique BSD, mais aussi de les comparer aux méthodes existantes, et notamment au contrôle SSD.

Par rapport à ces dernières méthodes, les techniques BSD permettent de contrôler les harmoniques réinjectées. En effet, la tension créneau générée par le SSD crée des harmoniques de rang impairs, qui peuvent être préjudiciables notamment si la structure est sensible à de telles fréquences (par la présence de modes supérieurs ou pour le contrôle acoustique par exemple). Dans le cas du BSD, le fait de commuter à une fréquence n/T_0 permet de contrôler la modulation de la tension piézoélectrique, et par conséquent de plus ou moins contrôler via le coefficient de hachage n le contenu harmonique de la tension (avec des harmoniques autour de $(2m + 1)n/(2T_0) \pm \omega_0$, avec $m \in \mathbb{N}$). De plus, comme le coefficient n est très supérieur à 1 dans le cas général, ces harmoniques sont rejetées très loin dans l'espace des fréquences, et sont donc beaucoup plus filtrées par la structure, interagissant bien moins avec les modes principaux du système. Ceci s'applique cependant un peu moins dans le cas du BSDVp, où la tension conserve une allure de créneau de fréquence identique à celle de la vibration.

Malgré le fait que les atténuations obtenues sont inférieures à celles du SSD (typiquement deux fois moins importantes, correspondant à une différence de 3 dB), la loi de commande est bien plus simple, comme elle ne nécessite ni synchronisation ni de connaissance particulière de la structure. Par conséquent, la bande de fréquence d'opération (fixée par n/T) est bien plus grande comparée à celle du détecteur d'extrema du SSD.

La fréquence d'inversion du circuit électrique LC_0 doit elle aussi être supérieure

à celle classiquement utilisée en SSD^{2.16}. Ceci permet de réduire la valeur de l'inductance nécessaire et dont conduit à un gain de place et une meilleure intégration.

En terme énergétique, la commande du BSD est très simple et ne nécessite aucune opération complexe, contrairement au traitement actif. De plus, la partie puissance du BSD ne consomme aucune énergie lorsque l'élément actif est en circuit ouvert ; la différentiation est donc faite de manière purement passive. Une énergie n'est nécessaire que pour les techniques BSDV lors de la commutation sur source de tension ; les commutations sur court-circuit ne consommant rien (la technique BSDS ne consomme donc aucune énergie dans la partie puissance). De plus, ces techniques peuvent fonctionner sur un principe d'apport/extraction d'énergie (c'est-à-dire un flux énergétique bidirectionnel). En effet, lors de la commutation sur un court-circuit, l'énergie électrostatique peut être récupérée en partie, par exemple grâce à un circuit de type SECE présenté dans [LBRG05] et qui sera détaillé dans le chapitre suivant, ce qui permet de réduire drastiquement les énergies nécessaires au contrôle ; le transfert énergétique lors de la commutation sur source de tension est d'ailleurs optimisé par la présence de l'inductance^{2.17}.

Bien qu'elle nécessite une source de tension adaptative et pouvant varier assez vite, la méthode la plus intéressante demeure *à priori* la technique BSDVa (considérations énergétiques mises à part). Cette technique permet à la fois d'obtenir un amortissement relativement important (alors que le BSDS est vite limité) tout en assurant une forme de tension très proche de la vitesse (contrairement au BSDVp). De plus, cette méthode ne nécessite aucun capteur annexe ; alors que le BSDVp nécessite la connaissance de l'amplitude de déplacement. De plus, le contrôle des harmoniques précédemment évoqué ne souffre d'aucune restriction dans le cas du BSDVa (ce qui n'est pas non plus le cas du BSDVp). Enfin, si l'on considère la figure de mérite donnant l'amortissement en fonction de l'énergie nécessaire, on remarque qu'elle est constante dans le cas du BSDVa (l'amortissement et l'énergie nécessaire s'accroissent avec n), alors qu'elle décroît avec n dans le cas du BSDVp (l'amortissement est constant et l'énergie nécessaire augmente avec n). Ceci s'explique entre autres par le fait que plus d'énergie est dissipée dans les harmoniques dans le cas du BSDVp.

2.4.5 Validation expérimentale

Dispositif expérimental

On se propose ici d'implémenter les techniques BSD afin de vérifier expérimentalement leur fonctionnement. Le dispositif expérimental employé est identique à celui utilisé dans le paragraphe précédent. Les paramètres de la structure sont consignés dans la Table 2.3. Du fait de changements des conditions aux limites (encastrement) et environnementales (comme la température), ces paramètres sont légèrement différents de ceux obtenus dans le paragraphe précédent, surtout le coefficient d'amortissement structural C . Le coefficient $\beta(1 + \gamma)$ est fixé à 11 pour le BSDVp et à 18 pour le BSDVa.

2.16. typiquement 10 fois la fréquence de vibration

2.17. Ceci permet également de limiter la tension nécessaire.

Paramètre	Valeur
Masse dynamique M	52.4 g
Coefficient d'amortissement structural C	0.09 $N.s.m^{-1}$
Raideur en circuit ouvert K_D	1080 $N.m^{-1}$
Facteur de force α	-0.989 $mN.V^{-1}$
Capacité bloquée C_0	52 nF

Tableau 2.3 – Paramètres expérimentaux des techniques BSD

Résultats

Dans un premier temps, on se propose de tracer les fonctions de transfert pour un coefficient de hachage n fixé à 7 (cette valeur présente un bon compromis entre amortissement et reconstruction de la vitesse pour les techniques BSDS et BSDVa et assure la stabilité de la technique BSDVp comme nous le verrons par la suite). Les formes d'ondes ainsi obtenues sont présentées dans la Figure 2.32 ; le facteur de force α étant négatif, la tension est opposée à la vitesse. Les fonctions de transfert expérimentales ainsi que les prévisions théoriques sont représentées en Figure 2.33.

Les mesures expérimentales confirment bien les prédictions théoriques déduites des développements précédents. La technique BSDS, bien que ne nécessitant aucune source de tension dans le circuit de puissance (et donc aucune énergie), présente un amortissement limité (2.85dB à la résonance). L'augmentation artificielle de la tension obtenue par les techniques BSDV permet d'améliorer l'amortissement, avec une atténuation à la résonance de 18.42dB pour le BSDVp et 16.28dB pour le BSDVa.

Le second jeu de mesures consiste à faire varier le coefficient de hachage n et d'évaluer l'amortissement à la résonance. Les résultats théoriques et expérimentaux sont présentés dans la Figure 2.34. Comme prévu, l'amortissement est une fonction décroissante de n pour le BSDS et le BSDVa, alors qu'il est à peu près constant sur une plage relativement large de coefficient de hachage pour le BSDVp.

Pour de faibles valeurs de n , la différentiation n'est pas très bien achevée, ce qui conduit à une atténuation limitée ; la tension n'étant plus en phase avec la vitesse. De plus, dans le cas du BSDVp, la présence d'harmoniques impairs rend la technique assez instable pour certaines valeurs de n (particulièrement pour des valeurs importantes). On peut donc conclure de ces mesures que le critère du choix de n dans le cas du BSDVp concerne la notion de stabilité (les harmoniques engendrées par le traitement non-linéaire n'étant pas parfaitement maîtrisées), alors que dans le cas du BSDS ou du BSDVa, le choix de la valeur de n est avant tout motivé par le compromis entre reconstruction de la vitesse et amortissement ; ceci étant d'autant plus vrai dans un cas multimodal.

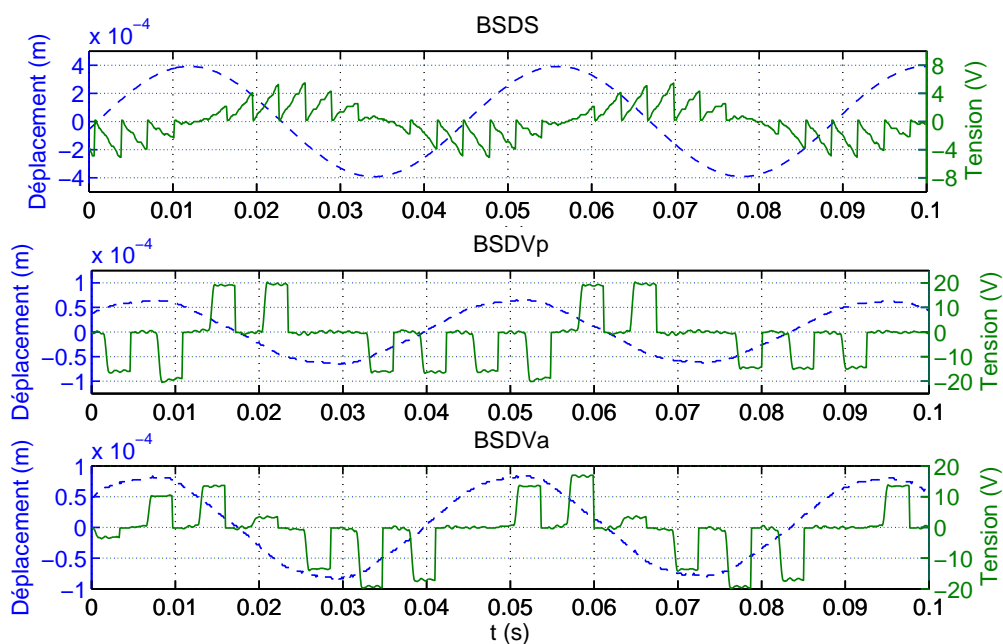


Figure 2.32 – Formes d’ondes expérimentales des techniques BSD (le déplacement est en pointillés et la tension en traits pleins)

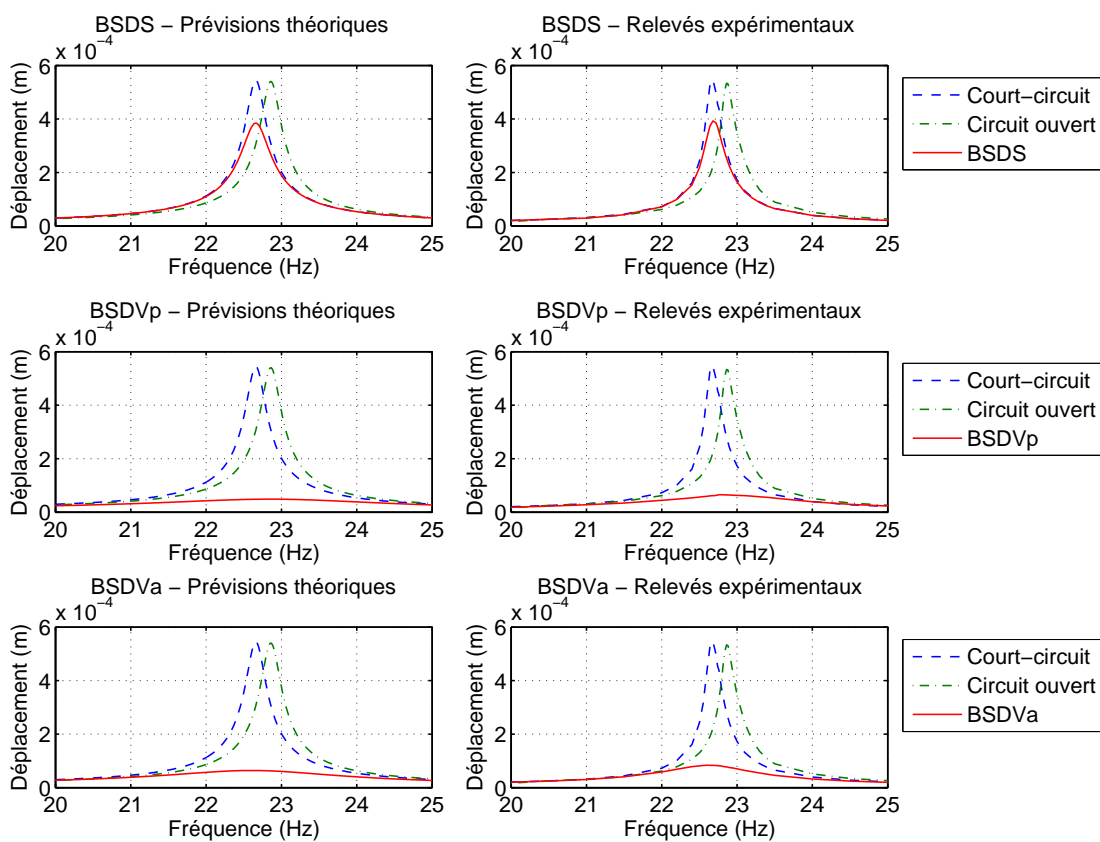


Figure 2.33 – Fonctions de transfert théoriques et expérimentales des techniques BSD

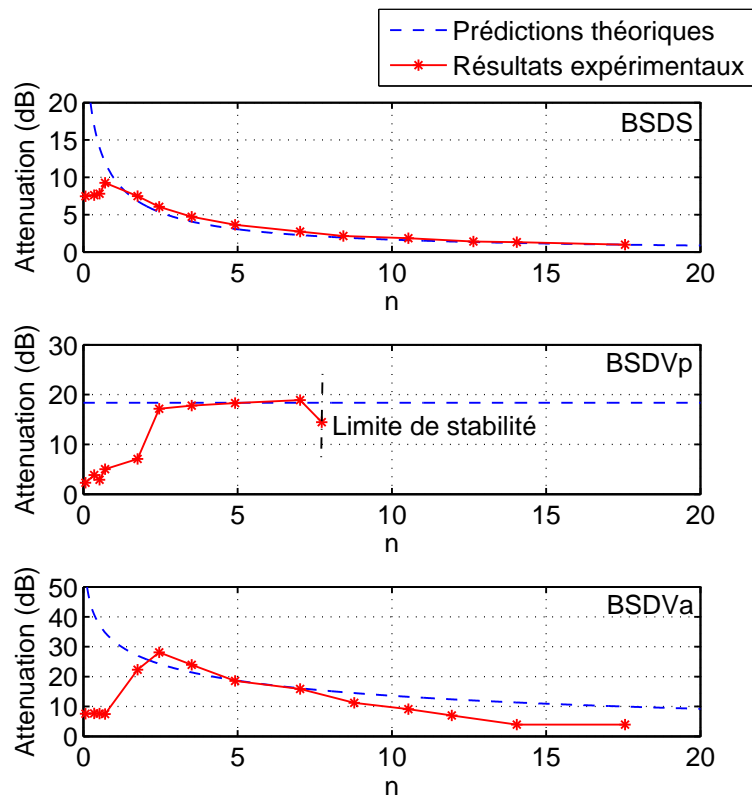


Figure 2.34 – Atténuations théoriques et expérimentales des techniques BSD en fonctions du coefficient de hachage n

2.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'application de méthodes non-linéaires, peu, voire pas du tout consommatrices d'énergie en vue du contrôle de vibrations de structures.

Après un rappel ainsi que de nouvelles interprétations et développements^{2.18} sur les techniques SSD existantes, nous nous sommes intéressés à l'intégration d'un détecteur de seuil auto-alimenté pour l'amortissement structural par SSDI sans aucun apport d'énergie extérieure. Cette méthode repose sur le calcul d'enveloppe analogique avec désactivation de la détection d'extrema par utilisation d'un transistor jouant le rôle de comparateur. Les résultats montrent une amélioration de l'amortissement dès que la structure exhibe un comportement bimodal, avec un gain d'amortissement de plus de 10% sur les deux premiers modes. Bien sûr, les performances de ce circuit seraient encore plus significatives pour un système présentant plus de modes. Ces résultats ont été présentés dans [LLRG08].

Nous avons ensuite développé une nouvelle technique semi-active^{2.19} destinée à contrôler la raideur d'un système par commutation sur zéros de déplacement. Cette méthode, nommée SSSC pour *Synchronized Switch Stiffness Control*, permet une excursion de la raideur sur une large plage (théoriquement infinie) qui peut aller hors de la plage définie par les raideurs en court-circuit et en circuit ouvert. Par le contrôle de la raideur, cette technique permet également de contrôler la fréquence de résonance du système. L'application de cette technique à une méthode simple d'amortissement a montré qu'il était possible de limiter les vibrations d'une structure (15dB d'atténuation) en assurant une excitation hors résonance. Bien sûr, des algorithmes plus développés permettraient un contrôle plus efficace. Le principe du contrôle a été exposé dans [GLM08]. Il est également envisageable de combiner les contrôles SSD et SSSC en commutant à des instants intermédiaires entre extrema et zéros de déplacement, permettant alors de changer à la fois le coefficient d'amortissement structural et la raideur.

Enfin, une nouvelle méthode de contrôle semi-passif ou semi-actif par commutation non synchronisée a été présentée. Baptisée BSD (*Blind Switch Damping*), cette technique consiste à commuter l'élément piézoélectrique sur un circuit électrique à une fréquence relativement élevée par rapport à la fréquence de vibration. Cette opération permet d'effectuer à moindre coût une différentiation de la tension piézoélectrique en circuit ouvert, créant une tension en phase avec la vitesse. Cette tension exerce ainsi un effet de frottement visqueux amortissant les vibrations de la structure. De plus, une telle technique permet de contrôler le contenu fréquentiel de la tension piézoélectrique, contrairement aux techniques SSD et SSSC qui introduisent des harmoniques impaires. En effet, la commutation peut être vue comme une modulation de la tension et par conséquent l'apparition des raies est contrôlée par le coefficient de hachage. Trois techniques dérivées de ce principe ont été développées. La première, dénommée BSDS (*Blind Switch Damping on Short-circuit*),

2.18. approche temporelle par succession de réponse indicielles

2.19. car nécessitant des sources de tension

consiste à commuter sur un court-circuit. Cette méthode, bien que ne nécessitant aucun apport d'énergie (technique semi-passive), présente cependant un amortissement limité ($2.85dB$ dans les conditions expérimentales). Les deux autres méthodes proposées sur la base du BSD sont semi-actives et consistent à ajouter une source de tension lors d'une commutation sur deux, conduisant à la notion de BSDV (*Blind Switch Damping on Voltage source*). La différenciation est toujours effectuée par une commutation sur court-circuit, mais la commutation suivante s'effectue sur lesdites sources de tension. Selon que la tension soit proportionnelle à l'amplitude de déplacement (BSDV_p - *Blind Switch Damping on Piecewise constant Voltage source*) ou à la valeur de la tension juste avant la commutation (BSDV_a - *Blind Switch Damping on Adaptive Voltage source*), l'atténuation obtenue est augmentée par l'accroissement artificiel de la tension (provoqué par la commutation sur source de tension), conduisant à un amortissement dans le cas expérimental de $18.42dB$ et $16.28dB$ respectivement pour le BSDV_p et BSDV_a. Le contenu harmonique est bien mieux maîtrisé dans le cas du BSDV_a, alors que l'enveloppe en créneau à la fréquence de vibration du BSDV_p crée la présence d'harmoniques impaires. Enfin, on peut noter que ces deux méthodes peuvent fonctionner sur un principe d'apport/récupération d'énergie, l'apport étant effectué lors de la commutation sur source de tension et la récupération lors de la commutation sur court-circuit, ce qui rend ces techniques très peu consommatrices d'énergie. Bien que cela n'a pas été explicitement démontré, les techniques BSD permettent un contrôle multimodal efficace, grâce à la différenciation naturelle induite par la commutation.

Le Tableau 2.4 regroupe les performances des techniques exposées dans ce chapitre selon plusieurs critères. Bien entendu, ce Tableau ne se veut pas universel, surtout par rapport aux techniques actives de contrôle vibratoire.

L'aspect de la récupération d'énergie par utilisation de matériaux piézoélectriques et pyroélectriques fait l'objet du chapitre suivant, qui s'intéressera en plus des aspects de l'amélioration de la conversion aux notions de rendement entre énergie récupérée et énergie extraite.

Technique (<i>Type</i>)	Efficacité	Adaptabilité	Robustesse	Coût énergétique ^{2.20}	Complexité d'implémentation
SSDS (semi-passif)	☹️	☹️	😊	😊	😊
SSDI (semi-passif)	☹️	☹️	😊	😊	😊
SSDI avec détection de seuil (semi-passif)	☹️	😊	😊	😊	😊
SSDV (semi-actif)	😊	☹️	☹️	☹️	😊
SSDVa (semi-actif)	😊	☹️	😊	☹️	☹️
SSSC (semi-actif)	😊	☹️	😊	☹️	☹️
BSDS (semi-passif)	☹️	😊	😊	😊	😊
BSDVp (semi-actif)	😊	☹️	☹️	☹️	☹️
BSDVa (semi-actif)	😊	😊	😊	☹️	☹️

2.20. 😊 signifie que la technique peut être auto-alimentée

Tableau 2.4 – Comparaison des techniques de contrôle vibratoire

Chapitre 3

Application à la Récupération d'Énergie

Après s'être intéressés au contrôle de vibrations, nous exposerons dans ce chapitre différentes méthodes de récupération d'énergie à l'aide de matériaux piézoélectriques ou pyroélectriques.

À l'instar du chapitre précédent, nous débuterons ce chapitre par un rappel des techniques existantes, incluant de nouvelles interprétations sur les transferts énergétiques.

Ensuite la transposition directe de ces techniques à la récupération d'énergie thermique à l'aide de matériaux pyroélectriques sera présentée, avec une comparaison par rapport à la récupération d'énergie vibratoire.

Le paragraphe suivant se focalisera sur l'effet des faibles niveaux de tension dans la technique appelée SSHI série et des pistes pour améliorer l'énergie récupérée dans ce cas particulier seront exposées.

Ensuite sera exposée une technique d'amélioration de l'inversion de tension (et donc de réduction des pertes dans l'inductance d'inversion) par l'utilisation d'une capacité intermédiaire d'inversion.

Le paragraphe suivant étudiera une technique incorporant un étage intermédiaire de stockage d'énergie, permettant un contrôle du compromis amortissement vibratoire/récupération d'énergie.

Enfin, le dernier paragraphe avant la conclusion se penchera sur deux techniques distinctes de récupération d'énergie. La première de ces techniques se base sur un concept de flux bidirectionnel de l'énergie. Il sera ainsi montré qu'une bonne maîtrise des flux énergétiques permet une augmentation très importante de l'énergie récupérée. La seconde propose une association de SSHI parallèle et série modifié, permettant une récupération hybride.

3.1 Les techniques SSH : Contexte

Ce paragraphe a pour buts de rappeler les principaux résultats obtenus par l'utilisation des différentes configurations des circuits de récupération, ainsi que d'apporter de nouvelles interprétations en terme de transferts énergétiques. Les calculs permettant l'établissement des expressions des puissances récupérées sont en partie tirés de la thèse d'A. Badel ([Bad05]), et présentés en annexe D. Nous ne nous intéresserons par ailleurs qu'à la récupération de type DC (continu)^{3.1}.

3.1.1 Principes généraux

Le principe général de la récupération d'énergie à partir d'inserts piézoélectriques consiste à charger une capacité de stockage en assurant une bonne circulation des charges vers cette capacité.

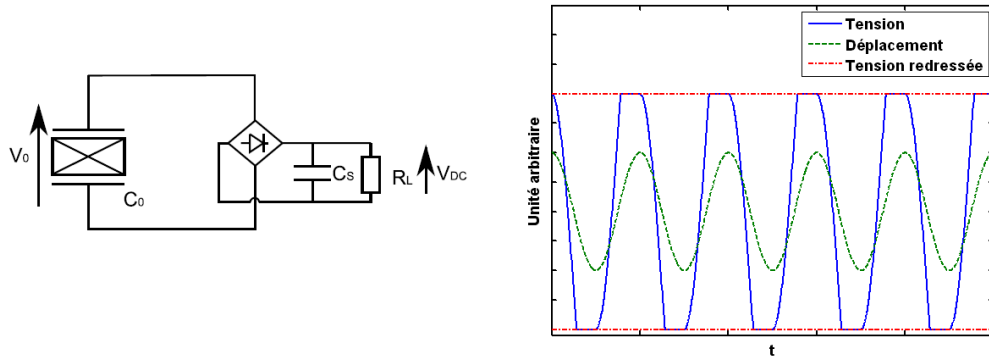
La manière la plus simple d'obtenir cette fonction consiste à connecter l'élément actif à un redresseur (typiquement un pont de diodes), lui-même relié à la capacité de stockage, conduisant à la technique de récupération dite standard représentée en Figure 3.1a. Lorsque la valeur absolue de la tension de l'élément piézoélectrique est inférieure à celle de la capacité de stockage, la tension varie proportionnellement à celle du déplacement. Quand la tension aux bornes de l'insert atteint la tension redressée en valeur absolue, il y a alors une circulation de courant de l'élément actif vers la capacité de stockage, rechargeant celle-ci. La conduction s'arrête lorsque le courant s'annule, ce qui se produit sur les extrema de déplacement (insert en circuit ouvert). L'élément piézoélectrique est alors en circuit ouvert, et sa tension varie avec le déplacement. On peut noter que d'un point de vue thermodynamique, cette technique correspond à un cycle d'Ericsson dans le plan (\mathcal{P}, E) , avec \mathcal{P} la polarisation et E le champ électrique.

La technique SSHI^{3.2} parallèle ([GBLR05, Bad05]) incorpore le système de commutation du SSDI en parallèle avec le pont de diodes et l'élément piézoélectrique (Figure 3.1b). La commutation est activée sur les extrema de déplacement (donc juste après la conduction), ce qui a pour effet d'inverser (imparfaitement) la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. En d'autres termes, ceci permet de changer la condition initiale sur la tension après la conduction. Le SSHI parallèle est une combinaison de cycles thermodynamiques de Stirling et d'Ericsson dans le plan (\mathcal{P}, E) . Ce cycle tend vers un cycle d'Ericsson pur lorsque l'inversion devient parfaite ([LSG⁺07]). Enfin on notera que le système de commutation autonome présenté dans le paragraphe 2.2 du chapitre 2 et dans [RGL07] fonctionne également sans problème avec cette technique.

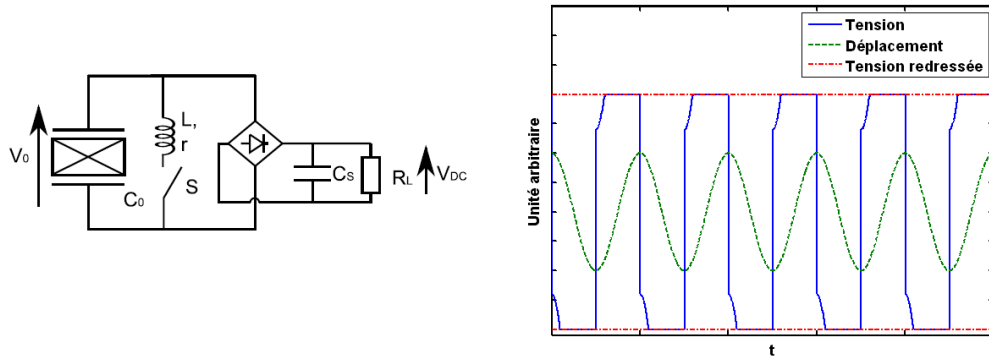
Dans le cas de la technique SSHI série ([TBK⁺01, Bad05]), l'élément de commutation est placé en série avec l'insert piézoélectrique et le pont de diodes (Figure 3.1c). L'instant de commutation est inchangé (extrema de déplacement), ce qui a pour effet dans cette configuration de charger la capacité de stockage de manière impulsionnelle, étant donné que la conduction n'intervient que lors de la commu-

3.1. Le développement et résultats en récupération AC sont disponibles dans le manuscrit de thèse d'A. Badel ([Bad05]).

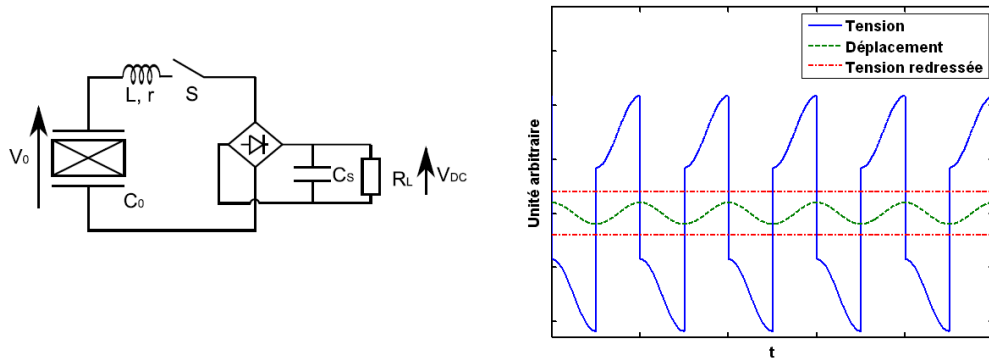
3.2. *Synchronized Switch Harvesting on Inductor*



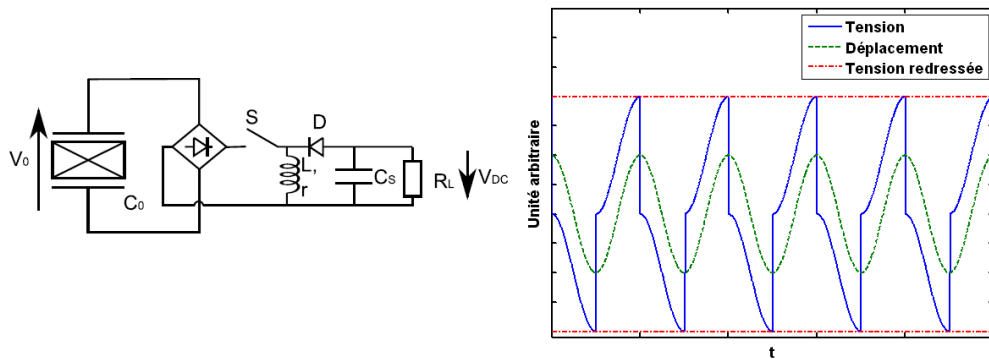
(a) Standard



(b) SSHI parallèle



(c) SSHI série



(d) SECE (version buck-boost ou mixte)

Figure 3.1 – Circuits de récupération d'énergie et formes d'ondes associées

tation. De manière analogue au SSDV et au SSDVa, l'inversion se fait par rapport à $\pm V_{DC}$, mais le signe de V_{DC} est le même que celui du déplacement, dégradant artificiellement l'inversion. Le cycle (\mathcal{P}, E) du SSHI série correspond exactement à un cycle thermodynamique de Stirling. Comme pour le SSHI parallèle, le circuit de commutation fonctionne sans problème pour le SSHI série.

Enfin, la dernière technique, appelée SECE^{3,3}, consiste en une architecture de convertisseur dont la commande de l'élément de commutation est synchronisée avec la charge électrostatique disponible sur l'élément actif (Figure 3.1d - [LBRG05, Bad05]). De plus, le convertisseur fonctionne en régime discontinu. Différentes architectures de convertisseurs sont possible (par exemple flyback ou buck-boost (mixte) comme représentées dans la Figure 3.2), mais la plus pertinente est la configuration buck-boost ou mixte qui requiert un nombre limité de composants et permet un fonctionnement quel que soit le niveau de tension. L'instant de commutation intervient lorsque cette énergie est maximale, ce qui correspond également aux extrema de déplacement/tension. Lorsqu'un tel événement se produit, l'énergie électrostatique stockée sur l'insert piézoélectrique est totalement transférée sous forme d'énergie magnétique à une inductance intermédiaire de stockage, ce qui ramène la tension de l'élément actif à zéro. Dans un deuxième temps l'énergie (magnétique) dans l'inductance est transférée à la capacité de stockage. À l'instar du SSHI série, le SECE correspond à un cycle thermodynamique de Stirling dans le plan (\mathcal{P}, E) . Contrairement au SSHI série et parallèle, le SECE nécessite une version assez complexe de commutateur auto-alimenté pour fonctionner (Figure 3.3). Cependant dans le cas du SECE incorporant une architecture buck-boost, une version modifiée du commutateur auto-alimenté du SSHI peut être utilisée. La modification consiste à arrêter l'inversion lorsque la tension piézoélectrique est nulle, ce qui peut être obtenu avec un transistor MOS de type canal N (Figure 3.4).

Le Tableau 3.1 résume les différentes puissances qui peuvent être récupérées selon les techniques. Les calculs de ces puissances sont présentés en annexe D.

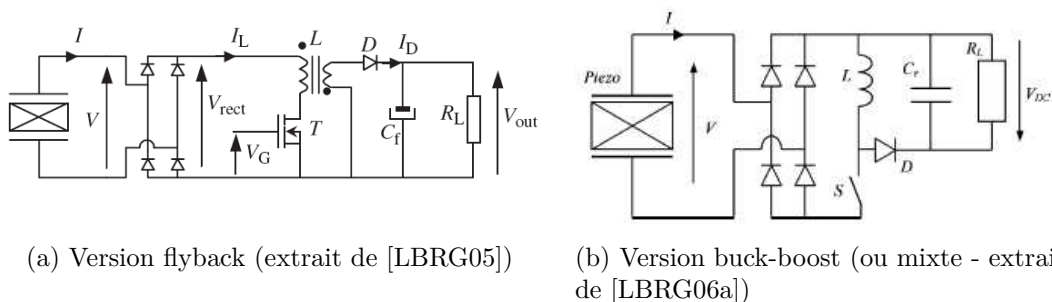


Figure 3.2 – Exemples d'architectures de SECE

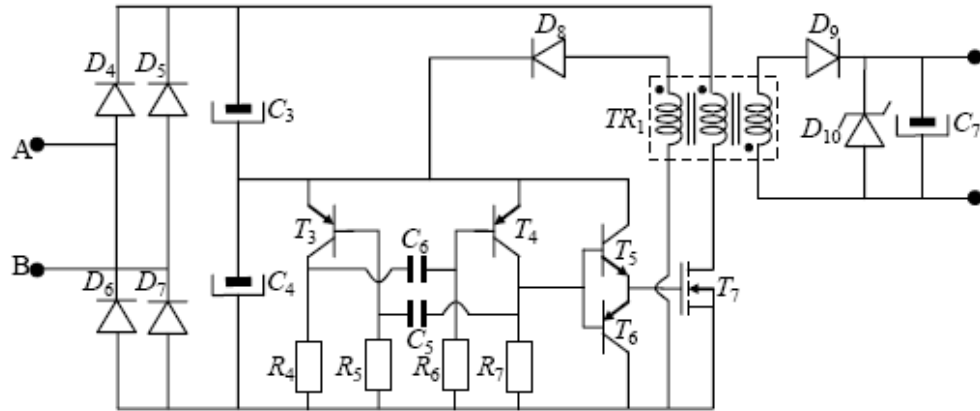


Figure 3.3 – Commutateur auto-alimenté pour le SECE version flyback (extrait de [Bad05])

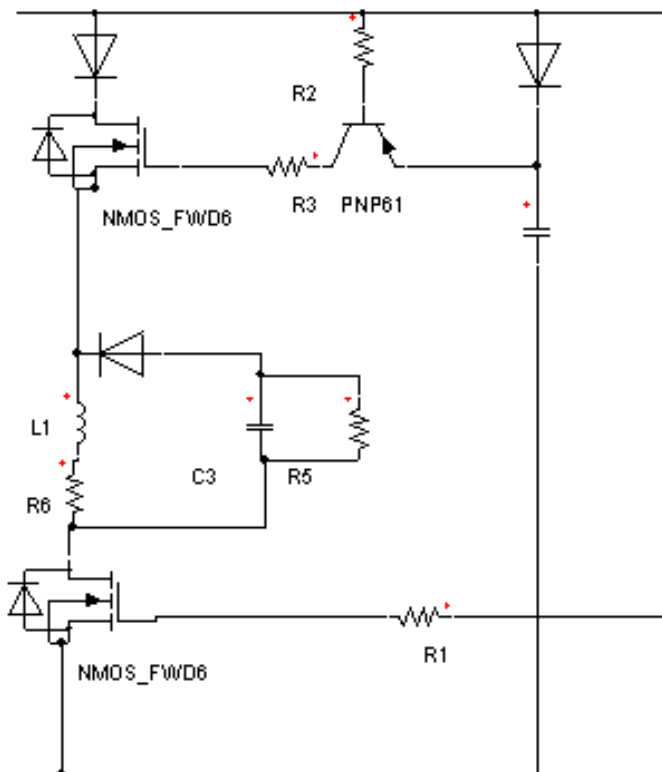


Figure 3.4 – Commutateur auto-alimenté pour le SECE version buck-boost

Technique	À amplitude de vibration constante	À amplitude d'excitation constante
Standard	$\frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{(1+4R_L C_0 f_0)^2} u_M^2$	$\frac{(4\alpha f_{res})^2 R_L}{(1+4f_{res} R_L C_0)^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 f_{res} R_L}{\pi(1+4f_{res} R_L C_0)}} \right)^2$
Standard (max)	$\frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2$	$\left\{ \begin{array}{l} \frac{k^2 Q_M}{(\pi+k^2 Q_M)^2} \frac{\pi F_M^2}{2 C} \text{ pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ \frac{F_M^2}{8C} \text{ pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{array} \right.$
SSHI parallèle	$\frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{[1+2(1-\gamma)R_L C_0 f_0]^2} u_M^2$	$\frac{(4\alpha f_{res})^2 R_L}{[1+2(1-\gamma)f_{res} R_L C_0]^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 R_L f_{res} (f_{res} R_L C_0 (1-\gamma^2) + 1)}{\pi[1+2f_{res} R_L C_0 (1-\gamma)]}} \right)^2$
SSHI parallèle (max)	$\frac{2}{1-\gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2$	$\sim \frac{k^2 Q_M}{\pi(1-\gamma)+8k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C}$
SSHI série	$\frac{(4(1+\gamma)\alpha f_0)^2 R_L}{[(1-\gamma)+4(1+\gamma)R_L C_0 f_0]^2} u_M^2$	$\frac{[4(1+\gamma)\alpha f_{res}]^2 R_L}{[(1-\gamma)+4(1+\gamma)f_{res} R_L C_0]^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4\alpha^2 (1+\gamma)}{\pi C_0 [(1-\gamma)+4(1+\gamma)f_{res} R_L C_0]}} \right)^2$
SSHI série (max)	$\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2$	$\sim \frac{k^2 Q_M}{2\pi \frac{1-\gamma}{1+\gamma} + 8k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C}$
SECE	$4\gamma C_0 \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2$	$4\gamma C_0 \frac{\alpha^2}{f_{res} C_0} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4\alpha^2}{\pi C_0}} \right)^2$ ou $\gamma C_0 \frac{2}{\pi} \frac{k^2 Q_M}{(1+\frac{4}{\pi} k^2 Q_M)^2} \frac{F_M^2}{C}$

Tableau 3.1 – Puissances récupérées par les différentes interfaces

3.1.2 Transferts énergétiques

Les résultats présentés en annexe D ne considèrent que l'énergie ou la puissance récupérée sur la charge. Cependant cette énergie (*resp.* puissance) est différente de l'énergie (*resp.* puissance) réellement extraite dans le cas des interfaces SSHI (parallèle et série) et SECE^{3,4}. On se propose également dans cette partie d'examiner le bilan énergétique en terme d'énergie mécanique disponible (en prenant en compte l'amortissement induit par l'extraction d'énergie), ainsi qu'en terme d'énergie extraite (énergie mécanique convertie en énergie électrique) et récupérée (énergie utile sur la charge^{3,5}), dans le cas d'une excitation à force d'amplitude constante.

À amplitude de vibration constante

Dans le cas où la structure est excitée à amplitude de vibration constante u_M , l'énergie mécanique disponible est théoriquement infinie (pas d'atténuation provoquée par l'extraction d'énergie). On peut cependant comparer énergie extraite (c'est-à-dire l'énergie électrique disponible en entrée du circuit) et énergie effectivement récupérée.

Dans le cas des interfaces SSHI parallèle et série, la puissance extraite est égale à la puissance récupérée plus la puissance qui transite dans le système de commutation. Les puissances extraites sont ainsi données par les relations (3.1) pour la technique SSHI parallèle et (3.2) pour la technique SSHI série. C_0 et α sont respectivement la capacité bloquée et le facteur de force de l'insert piézoélectrique, R_L la charge connectée au microgénérateur, f_0 la fréquence de vibration, et γ le facteur d'inversion. Le rendement des interfaces est alors donné par (3.3) pour la technique SSHI parallèle et par (3.4) pour la technique SSHI série. On remarquera alors que le rendement obtenu pour ces techniques lorsque la puissance récupérée est maximisée est donné par l'expression (3.5) pour la technique SSHI parallèle et par la relation (3.6) pour la technique SSHI série. Ces deux expressions montrent que le rendement du SSHI parallèle est supérieur à celui du SSHI série qui vaut 50%. De plus, le rendement du SSHI parallèle décroît avec le facteur d'inversion γ , contrairement à la puissance récupérée. On peut donc déduire de cette observation que la puissance extraite augmente beaucoup plus rapidement avec γ que la puissance récupérée. Enfin, le rendement des techniques SSHI série et parallèle est identique quand $\gamma = 0$ (techniques SSHS^{3,6}), mais dans ce cas le gain en puissance comparé à la technique standard n'est que de 2 pour le SSHS parallèle et nul (c'est-à-dire 1) pour le SSHS série.

$$\begin{aligned} (P_{\text{extraite}})_{\text{parallèle}} &= P_{\text{parallèle}} + 2f_0 \int_{V_{DC}}^{-\gamma V_{DC}} \\ &= \frac{1 + f_0 C_0 R_L (1 - \gamma^2)}{R_L} \left(\frac{4\alpha f_0 R_L}{1 + 2(1 - \gamma)f_0 R_L C_0} u_M \right)^2 \end{aligned} \quad (3.1)$$

3.4. dans le cas de la technique standard, l'énergie récupérée est égale à l'énergie extraite

3.5. des pertes lors de la commutation conduisent à une énergie récupérée différente de celle extraite

3.6. *Synchronized Switch Harvesting on Short-circuit*

$$\begin{aligned} (P_{\text{extraite}})_{\text{série}} &= f_0 C_0 (V_M^2 - V_m^2) = 2f_0 \alpha u_M \\ &= \frac{\alpha^2}{C_0 (1 - \gamma) + 4(1 + \gamma) f_0 R_L C_0} u_M^2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$\eta_{\text{parallèle}} = \frac{1}{1 + f_0 C_0 R_L (1 - \gamma^2)} \quad (3.3)$$

$$\eta_{\text{série}} = \frac{4(1 + \gamma) f_0 C_0 R_L}{(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma) f_0 C_0 R_L} \quad (3.4)$$

$$(\eta_{\text{parallèle}})_{\text{opt}} = \frac{2}{3 + \gamma} \quad (3.5)$$

$$(\eta_{\text{série}})_{\text{opt}} = \frac{1}{2} \quad (3.6)$$

Dans le cas du SECE, le rendement est simplement donné par le rendement du convertisseur γ_C selon l'expression (3.7)^{3.7}, la puissance extraite étant donnée par la relation (3.8). Pour des valeurs classiques de γ_C (entre 60% et 90%), le rendement est donc supérieur à ceux des techniques SSHI.

$$(\eta_{\text{SECE}})_{\text{opt}} = \gamma_C \quad (3.7)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{SECE}} = 4f_0 \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (3.8)$$

À amplitude d'excitation constante

Lorsque la structure est soumise à une force d'amplitude constante et de fréquence égale à la fréquence de résonance f_{res} du système, l'énergie mécanique n'est plus infinie^{3.8} et l'extraction d'énergie réduit la part d'énergie mécanique disponible en induisant un effet d'amortissement. On s'intéressera ici à cet effet en considérant que le circuit de récupération est connecté à la charge optimale.

Lorsqu'aucun circuit de récupération n'est connecté et en considérant la structure faiblement amortie, force et vitesse sont en phase, et l'expression de l'amplitude de déplacement u_M en fonction de l'amplitude de la force F_M est donnée par la relation (3.9) en considérant le système masse-ressort-amortisseur précédemment utilisé ; dont le jeu d'équations est rappelé en (3.10). Par conséquent la puissance mécanique disponible P_{dispo} est donnée par l'équation (3.11).

$$u_M = \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E = F - \alpha V \\ I = \alpha\dot{u} - C_0\dot{V} \end{cases} \quad (3.10)$$

3.7. dont le calcul est explicité en annexe E

3.8. Elle n'est pas non plus constante.

$$P_{\text{dispo}} = \frac{1}{2} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.11)$$

Dans le cas de la technique standard, toute l'énergie extraite est récupérée sur la charge. Seul l'effet d'amortissement change donc la puissance récupérée. En effet, l'extraction d'énergie conduit à l'expression de l'amplitude de vibration (3.12). Par conséquent, les expressions de la puissance mécanique disponible et de la puissance totale P_T dans le système conduisent respectivement aux relations (3.13) et (3.14). Le rapport entre l'énergie totale et l'énergie disponible sans récupération conduit donc à l'expression (3.15).

$$\left\{ \begin{array}{l} (u_M)_{\text{standard}} = \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{\pi}} \frac{F_M}{2\pi C f_{\text{res}}} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ (u_M)_{\text{standard}} = \frac{1}{2} \frac{F_M}{2\pi C f_{\text{res}}} \quad \text{pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{array} \right. \quad (3.12)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (P_{\text{méca}})_{\text{standard}} = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{\pi}} \frac{F_M^2}{C} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ (P_{\text{méca}})_{\text{standard}} = \frac{1}{4} \frac{F_M^2}{C} \quad \text{pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{array} \right. \quad (3.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (P_T)_{\text{standard}} = \frac{\pi}{2} \frac{\pi + 2k^2 Q_M}{(\pi + k^2 Q_M)^2} \frac{F_M^2}{C} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ (P_T)_{\text{standard}} = \frac{3}{8} \frac{F_M^2}{C} \quad \text{pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{array} \right. \quad (3.14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(P_T)_{\text{standard}}}{P_{\text{dispo}}} = \pi \frac{\pi + 2k^2 Q_M}{(\pi + k^2 Q_M)^2} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ \frac{(P_T)_{\text{standard}}}{P_{\text{dispo}}} = \frac{3}{4} \quad \text{pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Dans le cas de la technique SSHI parallèle, une approche semi-analytique conduit à l'expression approchée de l'amplitude de déplacement (3.16), ce qui conduit à l'expression de l'énergie mécanique (3.17). La puissance extraite dans le cas où la structure est excitée par une force d'amplitude constante est également obtenue par une analyse semi-analytique et conduit à la relation (3.18), ce qui donne la puissance totale approchée dans le système (3.19) et donc le rapport entre la puissance dans le système en utilisant la technique SSHI parallèle et la puissance disponible sans contrôle conduit à la relation (3.20).

$$(u_M)_{\text{parallèle}} \approx \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{(\pi/4)(1-\gamma) + k^2 Q_M}} \frac{F_M}{2\pi C f_{\text{res}}} \quad (3.16)$$

$$(P_{\text{méca}})_{\text{parallèle}} \approx \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{k^2 Q_M}{(\pi/4)(1-\gamma) + k^2 Q_M}} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.17)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{parallèle}} \approx \frac{1}{2} \frac{\pi(1-\gamma)(3+\gamma) + 16k^2 Q_M}{(\pi(1-\gamma) + 8k^2 Q_M)^2} k^2 Q_M \frac{F_M^2}{C} \quad (3.18)$$

$$(P_T)_{\text{parallèle}} \approx \frac{1}{2} \frac{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)(3+\gamma) + 6k^2 Q_M}{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)(3+\gamma) + 8k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.19)$$

$$\frac{(P_T)_{\text{parallèle}}}{P_{\text{dispo}}} \approx \frac{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)(3+\gamma) + 6k^2 Q_M}{\frac{\pi}{2}(1-\gamma)(3+\gamma) + 8k^2 Q_M} \quad (3.20)$$

Lorsque la technique SSHI série est utilisée avec la charge optimale, l'amortissement induit par le processus d'extraction conduit à l'expression de l'amplitude de déplacement (3.21). Par conséquent la puissance mécanique est donnée par la relation (3.22). La puissance extraite est donnée par l'équation (3.23), ce qui conduit à la puissance totale dans le système exprimée par (3.24), et donc le rapport entre la puissance totale dans le système et la puissance initialement disponible est donné par la relation (3.25).

$$(u_M)_{\text{série}} = \frac{\pi(1-\gamma) + 2(1+\gamma)k^2 Q_M}{\pi(1-\gamma) + 4(1+\gamma)k^2 Q_M} \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad (3.21)$$

$$(P_{\text{méca}})_{\text{série}} = \frac{1}{2} \frac{\pi(1-\gamma) + 2(1+\gamma)k^2 Q_M}{\pi(1-\gamma) + 4(1+\gamma)k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.22)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{série}} = \frac{\pi(1-\gamma^2) + 2(1+\gamma)^2 k^2 Q_M}{(\pi(1-\gamma) + 4(1+\gamma)k^2 Q_M)^2} k^2 Q_M \frac{F_M^2}{C} \quad (3.23)$$

$$(P_T)_{\text{série}} = \frac{1}{2} \frac{(\pi(1-\gamma) + 6(1+\gamma)k^2 Q_M) (\pi(1-\gamma) + 2(1+\gamma)k^2 Q_M)}{(\pi(1-\gamma) + 4(1+\gamma)k^2 Q_M)^2} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.24)$$

$$\frac{(P_T)_{\text{série}}}{P_{\text{dispo}}} = \frac{(\pi(1-\gamma) + 6(1+\gamma)k^2 Q_M) (\pi(1-\gamma) + 2(1+\gamma)k^2 Q_M)}{(\pi(1-\gamma) + 4(1+\gamma)k^2 Q_M)^2} \quad (3.25)$$

Le SECE se comportant comme la technique d'amortissement SSDS d'un point de vue mécanique, l'expression du déplacement se traduit par (3.26), ce qui conduit à la puissance mécanique donnée par la relation (3.27). La puissance extraite est quant à elle donnée par l'expression (3.28); la puissance totale dans le système s'exprime donc par (3.29). Le rapport entre la puissance totale dans le système et la puissance disponible sans récupération d'énergie est donc donné par la relation (3.30).

$$(u_M)_{\text{SECE}} = \frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_M} \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad (3.26)$$

$$(P_{\text{méca}})_{\text{SECE}} = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.27)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{SECE}} = 2\pi \frac{k^2 Q_M}{(\pi + 4k^2 Q_M)^2} \frac{F_M^2}{C} \quad (3.28)$$

$$(P_T)_{\text{SECE}} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\pi + 8k^2 Q_M}{(\pi + 4k^2 Q_M)^2} \right) \frac{F_M^2}{C} \quad (3.29)$$

$$\frac{(P_T)_{\text{SECE}}}{P_{\text{dispo}}} = \pi \left(\frac{\pi + 8k^2 Q_M}{(\pi + 4k^2 Q_M)^2} \right) \quad (3.30)$$

3.1.3 Comparaisons théoriques ^{3.9}

À amplitude de vibration constante

Les différentes puissances récupérées et extraites lorsque la structure présente un déplacement d'amplitude constante sont présentées en Figure 3.5. Plusieurs observations peuvent être tirées de cette Figure. Tout d'abord, on remarque que les techniques SSHI peuvent permettre un gain important en terme d'énergies extraites

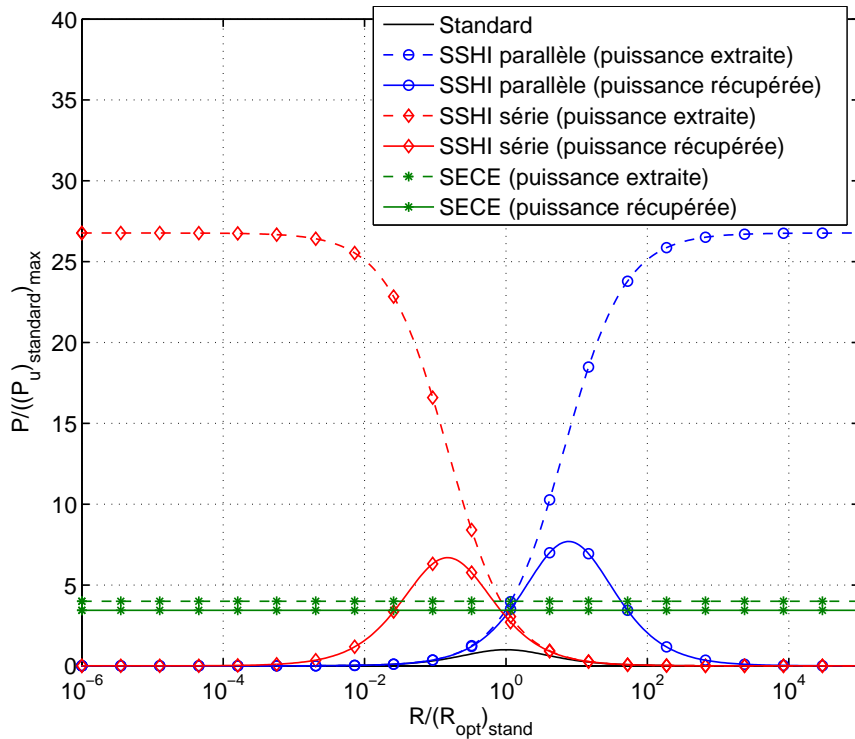


Figure 3.5 – Puissances récupérées et extraites dans le cas de vibrations d'amplitude constante (normalisées par rapport à la puissance maximale dans la technique standard - $\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

3.9. On parlera ici indifféremment de puissances ou d'énergies, les analyses étant comparatives et les figures normalisées.

et récupérées. Le SSHI parallèle est la technique qui présente le gain le plus important en terme de puissance récupérée, mais celui du SSHI série reste très proche (surtout pour des valeurs assez importantes du coefficient d'inversion γ). Le gain de la technique SECE reste modeste, mais l'énergie extraite et récupérée ont l'avantage de demeurer constantes quelle que soit la charge.

Les charges optimales du SSHI série et SSHI parallèle sont réparties de part et d'autre de la charge optimale dans le cas standard. Le SSHI série présente la résistance optimale la plus faible, qui tend vers zéro lorsque $\gamma \rightarrow 1$, alors que celle du SSHI parallèle tend vers l'infini dans ce cas.

Alors que l'énergie récupérée présente une valeur optimale pour une résistance de charge particulière, l'énergie extraite présente une évolution purement monotone dans le cas des techniques SSHI, et est une fonction croissante (*resp.* décroissante) de la charge dans le cas du SSHI parallèle (*resp.* série). Les capacités d'extraction du SSHI parallèle et série sont équivalentes, et l'énergie extraite est maximale lorsque le SSHI parallèle débite sur un charge infinie, et le SSHI série sur une charge nulle. Cependant, dans ces deux cas, l'énergie récupérée est nulle, et la configuration du circuit est exactement celle de la technique d'amortissement semi-passif SSDI (cependant dans ce cas toute l'énergie convertie est dégradée). Dans ce cas, le rapport des énergies extraites entre le SSHI (parallèle ou série) et la technique standard est d'environ 27, et vaut littéralement $4(1 + \gamma)/(1 - \gamma)$ en considérant la relation (3.1) quand $R_L \rightarrow \infty$ ou l'expression (3.2) quand $R_L \rightarrow 0$.

La Figure 3.6 montre les répartitions énergétiques lorsque la charge optimale est connectée à chaque système. Comme précédemment évoqué, le SSHI parallèle

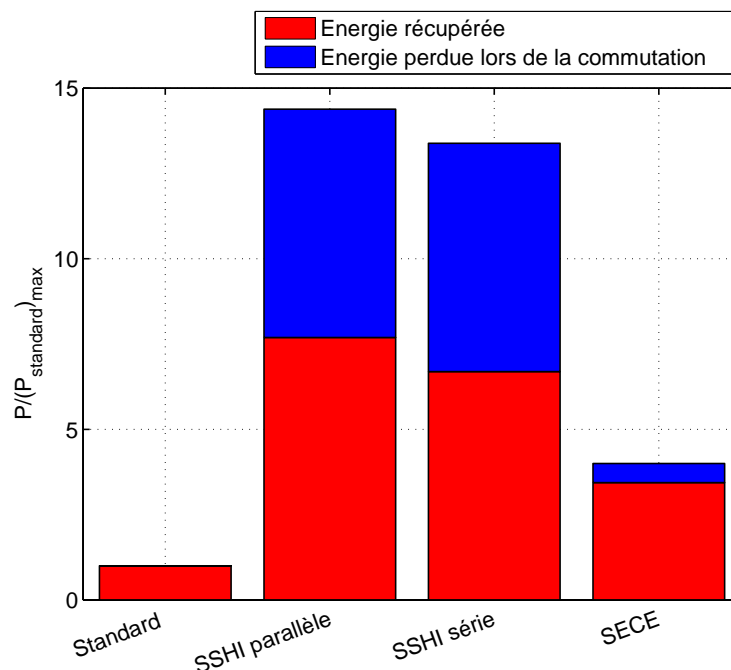


Figure 3.6 – Répartition des puissances récupérées et extraites dans le cas de vibrations d'amplitude constante à la charge optimale (normalisées par rapport à la puissance maximale dans la technique standard - $\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

est la technique permettant la meilleure récupération. On remarque également que, malgré le fait que le SSHI série possède les mêmes capacités d'extraction, l'énergie extraite est plus faible lorsque le circuit est connecté à la charge optimale. Ceci s'explique par le fait que les charges optimales du SSHI parallèle et SSHI série ne sont pas exactement réparties de manière géométrique autour de la charge optimale dans le cas standard (cela ne devient vrai que lorsque $\gamma \rightarrow 1$). Par conséquent, la charge optimale du SSHI série ne correspond pas à la même puissance extraite que dans le cas du SSHI parallèle (ce qui explique également les différences au niveau du rendement). Le gain en terme d'énergie extraite par rapport au cas standard est d'environ 14.5 et 13.5 respectivement pour le SSHI parallèle et série ; l'expression littérale étant donnée par $(3+\gamma)/(1-\gamma)$ pour le SSHI parallèle et par $2(1+\gamma)/(1-\gamma)$ pour le SSHI série. Dans le cas du SECE, seul le rendement du convertisseur entre en compte dans les pertes, ce qui offre un rapport entre énergie extraite et énergie récupérée plus grand que dans le cas des techniques SSHI. Ceci peut être expliqué par le fait que la capacité de l'élément piézoélectrique est seulement reliée à une inductance lors de l'extraction d'énergie, permettant une limitation des pertes lors du transfert énergétique (il est bien connu que le transfert d'énergie direct d'une capacité à une autre capacité est très désavantageux d'un point de vue énergétique^{3.10}).

Les techniques non-linéaires SSHI et SECE peuvent également être vues comme un moyen d'augmenter artificiellement le coefficient de couplage. La Figure 3.7 illustre ce propos, en représentant les coefficients de couplage équivalents au carré

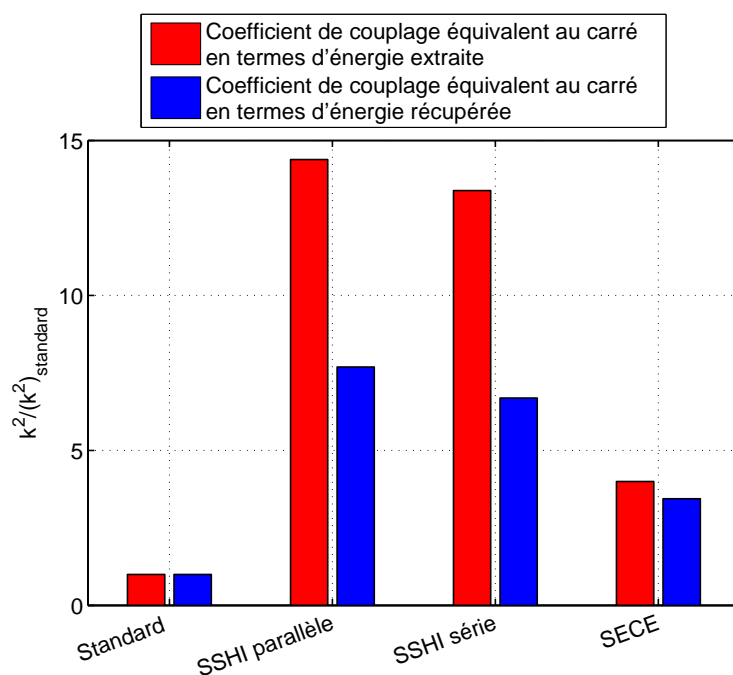


Figure 3.7 – Coefficients de couplage équivalents dans le cas de vibrations d'amplitude constante à la charge optimale (normalisés par rapport au couplage équivalent dans la technique standard)

3.10. Ceci est à nuancer dans le cas standard, où le rendement est de 1 étant donné que le courant varie de manière assez douce lors de l'extraction.

normalisés par rapport au cas standard. On retrouve les gains obtenus avec la Figure précédente (Figure 3.6).

À amplitude d'excitation constante

On s'intéressera ici aux différents niveaux d'énergie mis en jeu lorsque l'amortissement induit par le processus d'extraction est pris en compte, ce qui correspond à des systèmes fortement couplés excités sur l'une de leurs fréquences de résonance^{3.11}. Une nouvelle valeur énergétique intervient alors, qui correspond à l'énergie mécanique disponible pour la récupération.

La Figure 3.8 représente les puissances récupérées et extraites en fonction du produit du coefficient de couplage global au carré k^2 par le facteur de qualité mécanique Q_M , lorsque le système est connecté à la charge optimale (différente de celle obtenue lorsque l'on considère des vibrations d'amplitude constante^{3.12}). Les puissances sont normalisées par rapport à la puissance limite $F_M^2/(8C)$ récupérée dans le cas standard lorsque k^2Q_M tend vers l'infini^{3.13}. Cette figure montre que les techniques SSHI extraient de l'énergie très "rapidement" en fonction de k^2Q_M , mais les pertes de commutation limitent la part d'énergie qui est effectivement récupérée. On

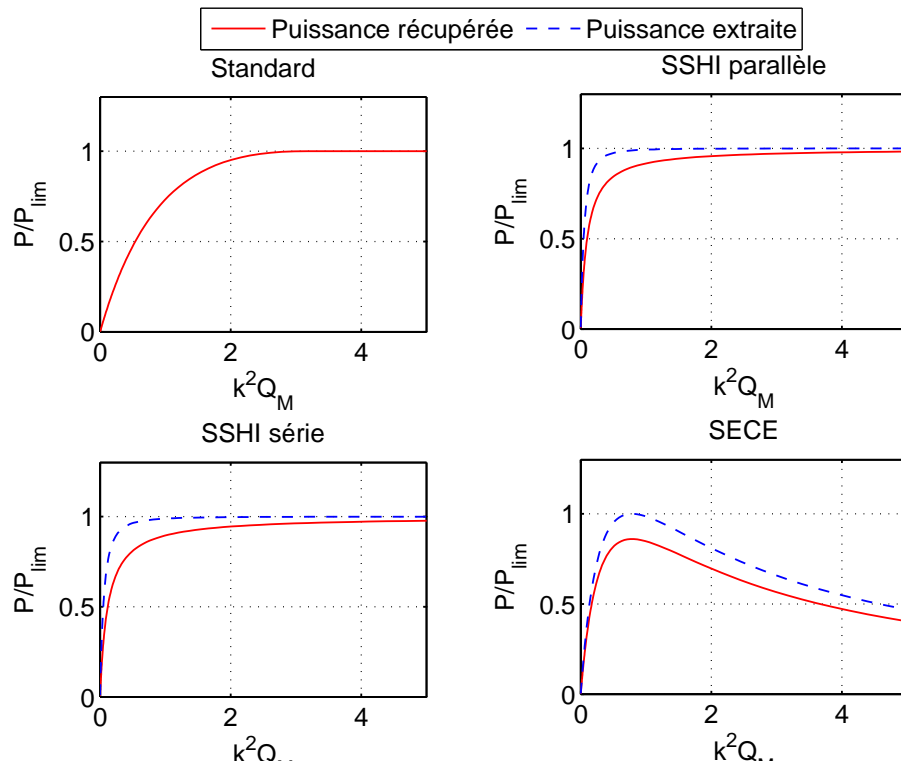


Figure 3.8 – Puissances récupérées et extraites à la charge optimale dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance (normalisées par rapport à la puissance limite $P_{lim} = (F_M^2)/(8C)$ - $\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

3.11. légèrement différente de celle du système en circuit ouvert ou en court-circuit

3.12. On tend bien entendu vers cette valeur lorsque $k^2Q_M \rightarrow 0$.

3.13. en fait dès que $k^2Q_M \geq \pi$

peut en déduire qu'un point important de l'amélioration de la récupération d'énergie viserait plus dans ce cas la réduction des pertes que l'augmentation de la part d'énergie extraite. On notera également que les pertes de commutation tendent vers zéro lorsque k^2Q_M augmente (les résistances de charge optimales tendant vers ∞ et 0 dans les cas respectifs du SSHI parallèle et du SSHI série), ce qui se traduit par une récupération de toute l'énergie extraite. De manière analogue au cas précédent, on remarque également que la technique SSHI parallèle permet de récolter légèrement plus "rapidement" de l'énergie que le SSHI série (ces deux techniques convergeant pour $\gamma \rightarrow 1$).

Enfin dans le cas du SECE, la différence entre énergie extraite et énergie récupérée est un simple facteur correspondant au rendement du convertisseur γ_C . De plus, contrairement aux trois autres techniques, la technique SECE présente un optimum de récupération/extraction d'énergie (à $k^2Q_M = \pi/4$). Après cette valeur, les énergies extraites et récupérées décroissent alors jusqu'à zéro. Ceci s'explique par la dégradation de l'énergie mécanique disponible par un effet d'amortissement SSDS. Cependant, pour de faibles valeurs de k^2Q_M , la technique SECE extrait de l'énergie plus rapidement que les trois autres techniques.

On notera de plus que la grande majorité des systèmes de récupération d'énergie présente un facteur k^2Q_M assez faible (inférieur à 1), ce qui dénote l'intérêt des techniques SSHI et SECE face à la technique standard en terme d'énergie récupérée.

La Figure 3.9 montre l'évolution des différentes puissances mises en oeuvre pour plusieurs valeurs du produit k^2Q_M . Les puissances sont normalisées par rapport à la puissance mécanique P_{dispo} initialement disponible sans dispositif de récupération connecté à l'élément actif. Cette Figure montre bien l'évolution de la puissance récupérée et extraite. La limite quand $k^2Q_M \rightarrow \infty$ de la puissance totale dans le système pour les techniques standard^{3.14} et SSHI vaut effectivement 3/4 de la puissance initiale, avec un répartition de 1/3 pour l'énergie récupérée et de 2/3 pour l'énergie mécanique restante. Dans ce cas l'énergie dissipée par les techniques SSHI lors de la commutation est nulle. Pour la technique SECE, ces valeurs sont obtenues sur le maximum correspondant à $k^2Q_M = \pi/4$. Dans le cas de cette dernière technique, l'énergie mécanique est une fonction décroissante qui tend vers zéro, avec un ratio entre énergie récupérée et extraite constant et valant γ_C , rendement du convertisseur.

La Figure 3.10 permet de mieux se rendre compte de la répartition des énergies indépendamment pour chaque technique. Cette figure représente le rapport entre chaque énergie et l'énergie totale dans le système pour chaque méthode de récupération. Dans le cas des techniques SSHI, on voit que l'énergie perdue lors de la commutation augmente dans un premier temps, pour ensuite atteindre un maximum, puis décroître jusqu'à zéro, alors qu'elle est une fonction monotone croissante dans le cas du SECE. Une autre remarque concernant cette technique est que la part d'énergie récupérée est plus importante que dans les cas standard et SSHI. En effet, cette énergie atteint plus de 40% de l'énergie totale du système. Plus particulièrement, à partir des expressions (3.27) et (3.28), on voit que l'énergie extraite est égale à l'énergie mécanique lorsque $k^2Q_M \rightarrow \infty$ en utilisant cette interface. La part d'énergie récupérée est alors égale à $\gamma_C/2$.

3.14. Dans le cas standard cette limite est atteinte dès que $k^2Q_M \geq \pi$.

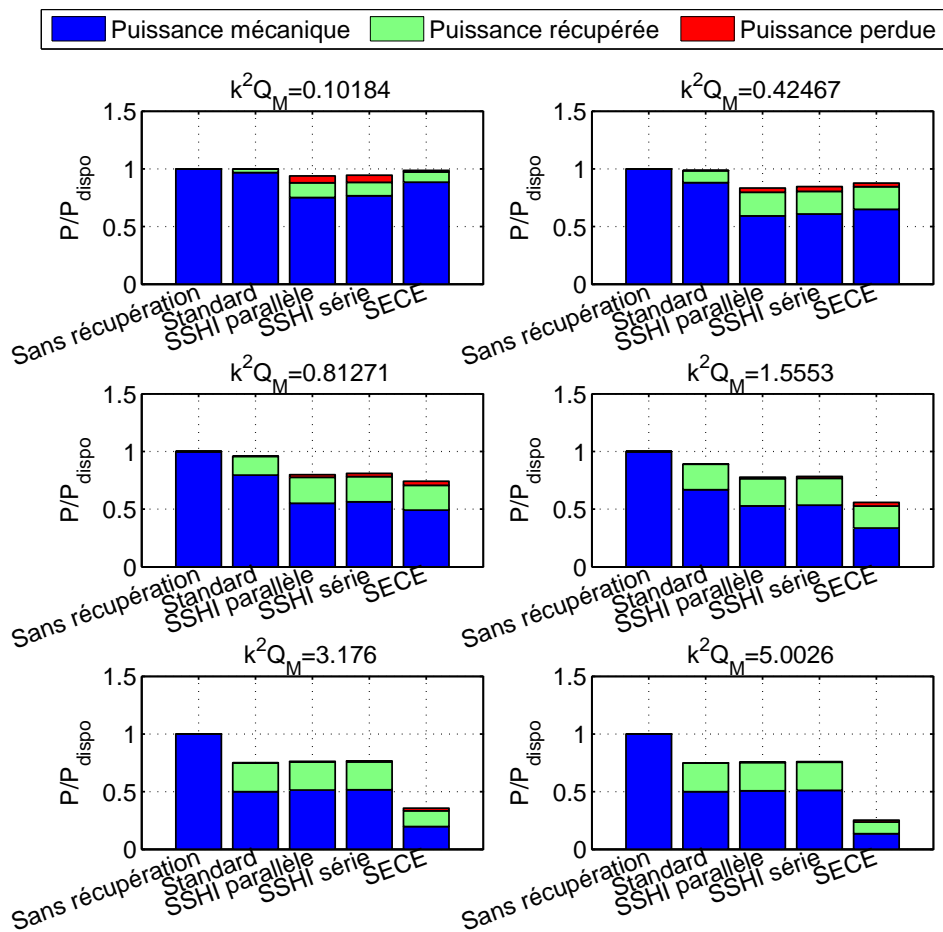


Figure 3.9 – Évolution des puissances à la charge optimale dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance (normalisées par rapport à l'énergie mécanique disponible sans récupération - $\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

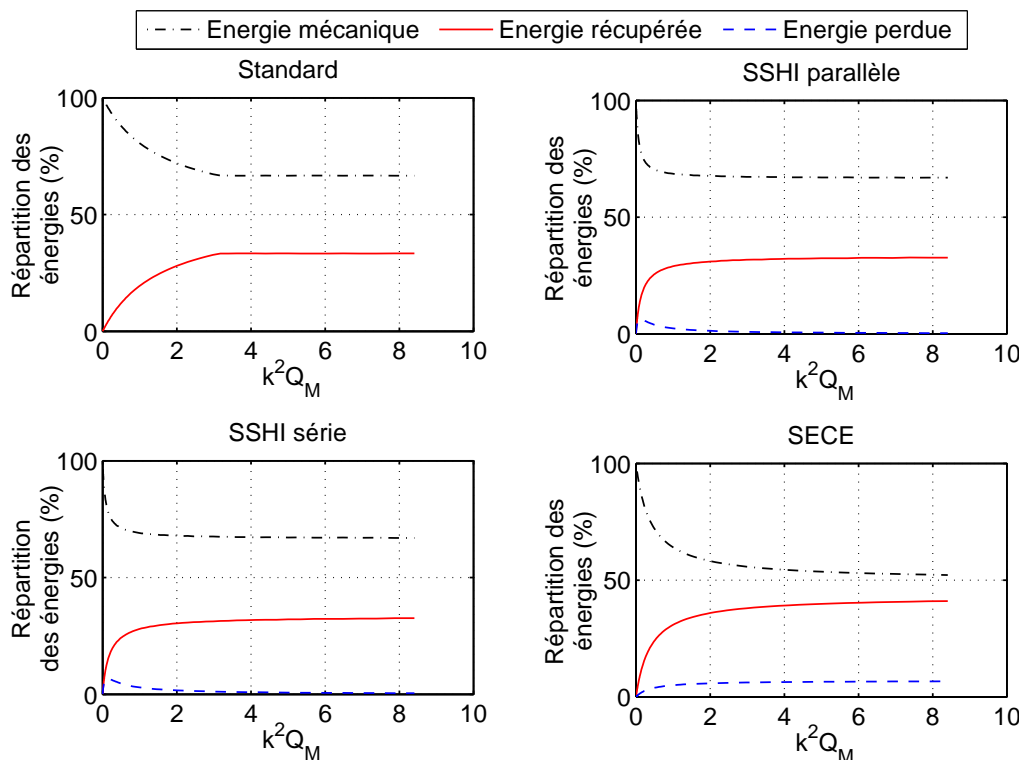


Figure 3.10 – Répartition des énergies à la charge optimale dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance ($\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

Ce paragraphe a ainsi eu une double vocation. La première est un rappel succinct des différentes techniques de récupération d'énergie existantes, dont le développement analytique est présentée dans l'annexe D. L'autre objectif a été d'analyser les véritables flux énergétiques d'un point de vue multiphysique (mécanique et électronique) afin de mieux comprendre le fonctionnement de chaque technique et d'en faire une comparaison.

3.2 Extension à la récupération d'énergie thermique

Les techniques de récupération d'énergie précédemment présentées sont indépendantes du type d'actionneur utilisé pour la conversion. La seule contrainte dans le cas des techniques non-linéaires est la nécessité d'un comportement capacitif du matériau actif. Dans ce domaine, les matériaux pyroélectriques sont très proches des éléments piézoélectriques. Par conséquent l'application des précédentes techniques est tout à fait envisageable dans ce cas. Cette partie présente l'extension des techniques de récupération d'énergie précédemment décrites à la récupération d'énergie thermique par variation temporelle de température à l'aide de l'effet pyroélectrique.

D'un point de vue énergétique, la récupération par effet pyroélectrique n'est pas chimérique. L'énergie électrostatique disponible $(W_{el})_{pyro}$ est donnée dans ce cas par

la relation (3.31), avec p le coefficient pyroélectrique, ϵ^θ la permittivité du matériau à température constante, et θ_M la variation de température^{3.15}. En la comparant avec l'énergie électrostatique obtenue à partir de l'effet piézoélectrique $(W_{el})_{\text{piézo}}$ donnée par l'expression (3.32) (où e est le coefficient piézoélectrique, ϵ^S la permittivité du matériau à déformation constante, et S_M la déformation maximale), deux différences s'imposent. La première penche pour le cas piézoélectrique et concerne le terme fractionnaire, bien plus important avec les matériaux piézoélectriques. La seconde favorise quant à elle l'effet pyroélectrique et concerne la variation de la grandeur associée. Alors que la déformation maximale est de l'ordre de 10^{-5} m.m^{-1} , la variation typique de température est de l'ordre de quelques degrés Kelvin. Ainsi le faible couplage pyroélectrique et compensé, en terme de récupération d'énergie, par une variation importante de la grandeur physique associée. De fait, les énergies obtenues en piézoélectricité et en pyroélectricité sont comparables. L'effet pyroélectrique est d'autant plus sensible que l'on ne se situe pas au zéro absolu, améliorant ainsi le couplage (on obtiendrait le même effet en piézoélectricité si le système était précontraint). À titre de comparaison, le Tableau 3.2 donne les énergies électrostatiques pour deux cas typiques. Ce Tableau montre ainsi des énergies du même ordre de grandeur, ce qui confirme l'intérêt de la récupération d'énergie thermique par pyroélectricité.

	Piézoélectricité	Pyroélectricité
Matériau	Q&S P1 – 89 (céramique dure NAVY-III)	Films PVDF
Coefficient de conversion multiphysique	$e_{33} = -12.79 \text{ C.m}^{-1}$	$p = -24.10^{-6} \text{ C.m}^{-2}.K^{-1}$
Permittivité	$\epsilon_{33}^S/\epsilon_0 = 668$	$\epsilon^\theta/\epsilon_0 = 12$
Variation typique de la grandeur physique associée	$S_M = 10 \text{ }\mu\text{m.m}^{-1}$	$\theta_M = 1 \text{ K}$
Énergie électrostatique associée	$(W_{el})_{\text{piézo}} = 1.4 \text{ }\mu\text{J.cm}^{-3}$	$(W_{el})_{\text{pyro}} = 2.7 \text{ }\mu\text{J.cm}^{-3}$

Tableau 3.2 – Comparaison des énergies électrostatiques disponibles en piézoélectricité et en pyroélectricité

3.15. θ_M est l'amplitude de variation - par conséquent l'écart entre les températures extrêmes est de $2\theta_M$.

$$(W_{el})_{\text{pyro}} = \frac{1}{2} \frac{p^2}{\epsilon^\theta} (\theta_M)^2 \quad (3.31)$$

$$(W_{el})_{\text{piézo}} = \frac{1}{2} \frac{e^2}{\epsilon^S} S_M^2 \quad (3.32)$$

3.2.1 Développement théorique

L'effet pyroélectrique se traduit en équations par le jeu de relations linéarisées (3.33), avec Δ l'opérateur de différentiation. D est donnée comme l'induction électrique, E le champ électrique, θ la température absolue et σ l'entropie du système. Les constantes ϵ_{33}^θ , p , c et θ_0 sont respectivement définies comme la permittivité à température constante, le coefficient pyroélectrique, la capacité calorifique, et la température moyenne de travail. En considérant température et champ électrique constants dans le matériau, on obtient à partir de la première équation de (3.33) l'expression macroscopique du courant sortant I de l'élément pyroélectrique (3.34), où V est la tension aux bornes du matériau et C_0 et α la capacité bloquée et le facteur pyroélectrique respectivement. Les expressions de C_0 et α en fonction des constantes précédemment définies sont données par les relations (3.35), avec Λ et l la surface et l'épaisseur de l'élément actif.

$$\begin{cases} \Delta D = \epsilon_{33}^\theta \Delta E + p \Delta \theta \\ \Delta \sigma = p \Delta E + c \frac{\Delta \theta}{\theta_0} \end{cases} \quad (3.33)$$

$$I = \alpha \dot{\theta} - C_0 \dot{V} \quad (3.34)$$

$$\begin{cases} C_0 = \frac{\epsilon_{33}^\theta \Lambda}{l} \\ \alpha = -\frac{p \Lambda}{l} \end{cases} \quad (3.35)$$

Du fait du faible couplage des matériaux pyroélectriques, on peut négliger l'effet de la récupération d'énergie sur l'environnement, et donc se placer à amplitude de variation de température constante (cas analogue à amplitude de vibration constante). En considérant le régime établi atteint avec une excitation monochromatique, on peut par conséquent directement transposer les résultats obtenus dans le cas de vibration constante (paragraphe D.1 de l'annexe D), conduisant aux expressions des puissances récupérées (3.36), (3.37), (3.38) et (3.39) dans les cas respectifs des techniques standard, SSHI parallèle, SSHI série et SECE, et où θ_M représente l'amplitude de variation de température. De même, les puissances maximales récupérées et les charges et tensions optimales sont données par les relations (3.40) en standard, (3.41) en SSHI parallèle, et (3.42) en SSHI série.

$$P_{\text{standard}} = \frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{(1 + 4f_0 R_L C_0)^2} \theta_M^2 \quad (3.36)$$

$$P_{\text{parallèle}} = \frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{[1 + 2(1 - \gamma)f_0 R_L C_0]^2} \theta_M^2 \quad (3.37)$$

$$P_{\text{série}} = \frac{[4(1 + \gamma)\alpha f_0]^2 R_L}{[(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma)f_0 R_L C_0]^2} \theta_M^2 \quad (3.38)$$

$$P_{\text{SECE}} = 4f_0 \gamma C_0 \frac{\alpha^2}{C_0} \theta_M^2 \quad (3.39)$$

$$(P_{\text{standard}})_{\text{max}} = \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 \theta_M^2 \text{ et } \begin{cases} ((V_{DC})_{\text{opt}})_{\text{standard}} = \frac{\alpha}{2C_0} \theta_M \\ ((R_L)_{\text{opt}})_{\text{standard}} = \frac{1}{4f_0 C_0} \end{cases} \quad (3.40)$$

$$(P_{\text{parallèle}})_{\text{max}} = \frac{2}{1 - \gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 \theta_M^2 \text{ et } \begin{cases} ((V_{DC})_{\text{opt}})_{\text{parallèle}} = \frac{\alpha}{(1 - \gamma)C_0} \theta_M \\ ((R_L)_{\text{opt}})_{\text{parallèle}} = \frac{1}{2(1 - \gamma)f_0 C_0} \end{cases} \quad (3.41)$$

$$(P_{\text{série}})_{\text{max}} = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 \theta_M^2 \text{ et } \begin{cases} ((V_{DC})_{\text{opt}})_{\text{série}} = \frac{\alpha}{2C_0} \theta_M \\ ((R_L)_{\text{opt}})_{\text{série}} = \frac{1}{4f_0 C_0} \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} \end{cases} \quad (3.42)$$

On peut également exprimer les puissances extraites des techniques SSHI parallèle, SSHI série et SECE de manière analogue à celle exposée au paragraphe précédent, ce qui conduit aux relations (3.43), (3.44) et (3.45) respectivement pour le SSHI parallèle, SSHI série et SECE.

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{parallèle}} = \frac{1 + f_0 C_0 R_L (1 - \gamma^2)}{R_L} \left(\frac{4\alpha f_0 R_L}{1 + 2(1 - \gamma)f_0 R_L C_0} \theta_M \right)^2 \quad (3.43)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{série}} = \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{4(1 + \gamma)f_0}{(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma)f_0 R_L C_0} \theta_M^2 \quad (3.44)$$

$$(P_{\text{extraite}})_{\text{SECE}} = 4f_0 \frac{\alpha^2}{C_0} \theta_M^2 \quad (3.45)$$

3.2.2 Validation expérimentale et Discussions

Dispositif expérimental

Nous montrerons ici la possibilité de récupérer de l'énergie thermique à partir de l'effet pyroélectrique de manière expérimentale. Les techniques standard, SSHI

parallèle, SSHI série et SECE seront évaluées et leurs performances discutées.

Le dispositif expérimental est illustré en Figure 3.11. Il consiste en un sèche-cheveux dont la position chaud/froid est contrôlée électriquement par un Générateur Basse Fréquence (GBF). Ce sèche-cheveux souffle de l'air chaud ou froid sur des films PVDF pyroélectriques connectés en parallèle. Ces films sont fixés afin de n'avoir pas d'effet piézoélectrique dû au déplacement induit par le flux d'air. Une identification préliminaire a conduit aux paramètres consignés dans le Tableau 3.3.

Résultats et Discussions

Les résultats expérimentaux ainsi que les prédictions théoriques en terme de puissances récupérées sont illustrés en Figure 3.12. Ces résultats montrent bien que la récupération d'énergie thermique est semblable quantitativement à la récupération d'énergie vibratoire en terme d'énergie par cycle. Ainsi l'ordre de grandeur d'énergie récupérée par cycle est de $16 \mu J$ dans le cas standard^{3.16}. Dans le cas vibratoire, les mêmes ordres de grandeurs sont atteints ([GBLR05]). Ceci s'explique par le fait que les sources vibratoires sont des réservoirs limités d'énergie bien que les couplages piézoélectriques soient importants, alors que les couplages pyroélectriques sont faibles, mais la source thermique est très énergétique. Il faut cependant nuancer ces propos par la considération des gammes de fréquences, bien plus faibles dans le

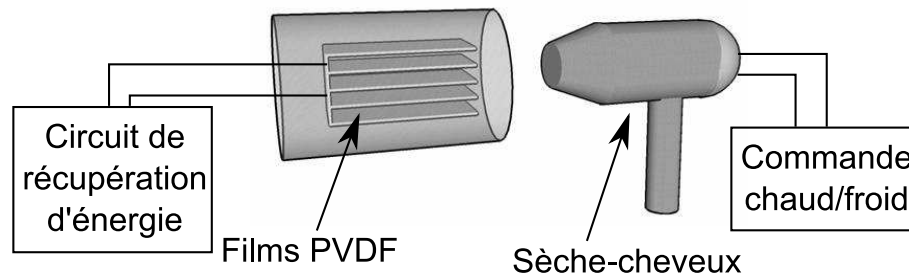


Figure 3.11 – Dispositif expérimental de récupération d'énergie thermique

Paramètre	Valeur
Nombre d'inserts pyroélectriques	16
Surface d'un insert Λ	$100 \times 200 \text{ mm}^2$
Épaisseur d'un insert l	0.1 mm
Permittivité relative d'un insert $\epsilon_{33}^{\theta}/\epsilon_0$	12
Coefficient pyroélectrique p	$-24 \times 10^{-6} \text{ C.m}^{-2}.K^{-1}$
Amplitude de la variation de température θ_M	1.33 K
Coefficient d'inversion γ	0.65
Rendement du convertisseur SECE γ_C	0.65
Fréquence de variation f_0	0.5 Hz

Tableau 3.3 – Paramètres expérimentaux de récupération d'énergie thermique

3.16. Une période de variation contient deux cycles de récupération.

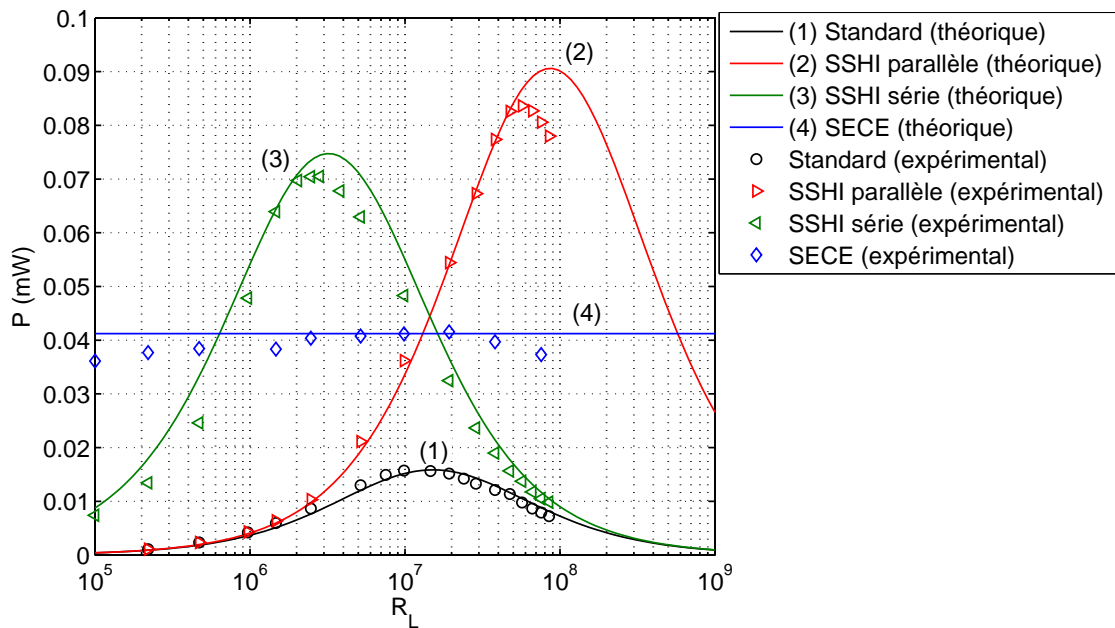


Figure 3.12 – Puissances récupérées en fonction de la charge par récupération d'énergie thermique

cas thermique (10 à 100 fois moins élevées), ce qui limite fortement la puissance de sortie des systèmes de récupération par effet pyroélectrique.

De même, les résultats présentés dans la Figure 3.12 montrent que les différentes techniques de récupération non linéaire (SSHI parallèle et série, SECE) peuvent effectivement être directement transposées à la récupération d'énergie thermique. La technique SSHI parallèle présente ainsi un gain de 5.3 comparée à la technique standard. Ce gain est également de 4.5 et de 2.65 dans les cas respectifs du SSHI série et du SECE. Ces gains sont plus faibles qu'en récupération d'énergie vibratoire, ce qui s'explique par un caractère très capacitif des inserts aux fréquences considérées, qui diminue la valeur effective du coefficient d'inversion γ , mais permet tout de même une récupération plus efficace de l'énergie.

Du fait des fréquences faibles, les résistances de chaque technique sont très élevées^{3.17}. Ceci montre l'intérêt du SSHI série, qui présente la résistance optimale la plus faible comparée à celles des techniques standard et SSHI parallèle. En terme d'adaptation d'impédance maximisant l'énergie récupérée, la technique SECE présente également le grand avantage d'être toujours adaptée quelle que soit la résistance de charge, permettant de récupérer une énergie non négligeable même sur des résistances relativement faibles.

Cette remarque prend tout son sens si l'on considère que les systèmes thermiques, contrairement à la plupart des systèmes vibrants, ne présentent pas de résonance et donc balayent un large spectre de fréquences. Dès lors, étant donné que les résistances optimales des techniques standards, SSHI parallèle et SSHI série dépendent de la fréquence de variation, la récupération d'énergie ne peut pas être optimale sur une

3.17. La résistance parasite ramenée par le système de mesure explique d'ailleurs l'effondrement de la puissance mesurée du SSHI parallèle.

bande de fréquences importante, ce qui entre en contradiction avec le fait que le système peut osciller sur une large gamme fréquentielle. La technique SECE ne présentant pas de résistance optimale, elle permet une récupération efficace quelle que soit la fréquence de variation.

La Figure 3.13 montre l'évolution des puissances extraites et récupérées en SSHI parallèle et série. Encore une fois, la difficulté de la mesure de puissance pour les grandes valeurs de résistance fait "écrouler" la puissance mesurée lorsque les résistances sont trop importantes. Cependant, les mesures et prédictions théoriques restent en bon accord, validant à la fois le principe de récupération d'énergie par effet pyroélectrique ainsi que les développements présentés dans le paragraphe précédent.

Les résultats présentés ici ainsi que l'analyse des transferts énergétiques menée au paragraphe précédent ont été publiés dans [GSP⁺08].

On voit ainsi que la récupération d'énergie à partir de l'effet pyroélectrique n'est pas impossible (loin de là), cet effet étant très proche de la piézoélectricité. Cependant, dans les deux cas (piézoélectrique et pyroélectrique), les formes actuelles des microgénérateurs nécessitent d'être entièrement repensées lorsque des contraintes de taille et d'encombrement sont imposées. Particulièrement, des méthodes permettant de récolter l'énergie malgré de faibles tensions sur l'élément actif sont nécessaires dans ces conditions.

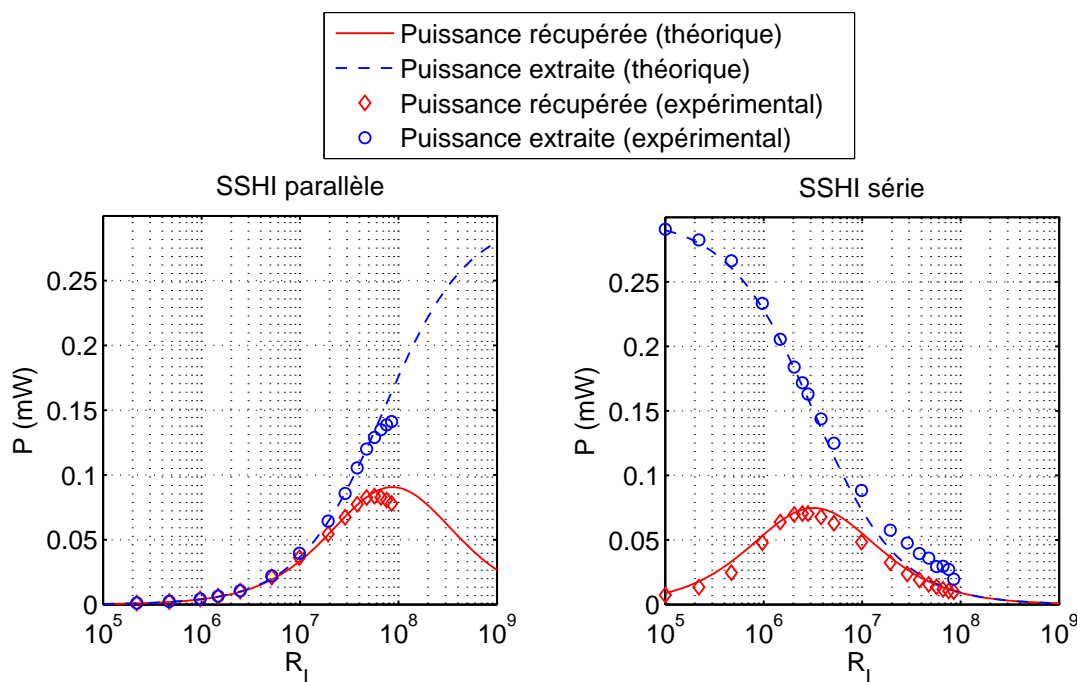


Figure 3.13 – Puissances récupérées et extraites en fonction de la charge par récupération d'énergie thermique pour les techniques SSHI parallèle et SSHI série

3.3 Effet de faibles niveaux de tensions

Nous nous intéresserons ici à des dispositifs de récupération pouvant fonctionner à très basses tensions d'entrée. Alors que jusqu'à présent les tensions de seuil des diodes et commutateurs ont été négligées, elles deviennent un problème capital lorsque le niveau d'entrée est faible. De plus, les systèmes de récupération d'énergie vibratoire dont les matériaux actifs délivrent une tension limitée sont de plus en plus fréquemment rencontrés. Les principaux systèmes ayant de tels caractéristiques sont les dispositifs MEMS^{3.18}, qui tirent avantage de la haute intégrabilité des éléments piézoélectriques, ainsi que de leurs densités de puissance élevées. On peut également noter que la récupération d'énergie à des fréquences mécaniques assez hautes (de l'ordre du kHz) souffre du même problème, tout en présentant un potentiel énergétique non négligeable (peu d'énergie est récupérée par cycle, mais le nombre de cycles est très important). On pourra noter que peu d'études ont été menées sur un tel problème ; seul Makihara *et al.* dans [MOM06] propose une structure permettant de s'affranchir d'une partie des tensions de seuil (sans aucune modélisation théorique cependant). La méthode proposée nécessite néanmoins l'utilisation d'un contrôleur externe, et n'a donc aucun potentiel d'application dans un environnement réel (le gain en puissance est de 20% - soit 0.8 mJ au bout de 2.5 secondes^{3.19} dans les conditions expérimentales - alors qu'un microcontrôleur nécessite au moins quelques milliwatts pour fonctionner).

On s'attachera plus particulièrement dans ce paragraphe à la structure SSHI série car elle présente les capacités d'adaptation les plus intéressantes pour les systèmes à faibles niveaux de tension. Après avoir pris en compte l'impact des tensions de seuil des composants discrets, deux nouvelles architectures du SSHI série seront présentées et validées.

3.3.1 Modélisation à amplitude de vibration constante

On considèrera dans tout ce paragraphe que le système est peu couplé, ce qui correspond à la plupart des systèmes ayant une sortie en tension faible. Par conséquent, l'effet d'atténuation introduit par la récupération sera négligé et l'amplitude de déplacement u_M considérée comme constante.

Technique standard

Dans le cas de la technique standard, la conduction démarre lorsque la tension piézoélectrique vaut $\pm(V_{DC} + 2V_D)$, avec V_{DC} la tension redressée aux bornes de la charge et V_D la chute de tension aux bornes d'une diode du pont redresseur. En considérant la fin d'une conduction sur tension négative et par intégration du courant (nul puisque l'on est en circuit ouvert), dont l'expression est rappelée en (3.46), la tension piézoélectrique V s'exprime par l'équation (3.47). La prochaine conduction intervient lorsque la tension piézoélectrique vaut $+(V_{DC} + 2V_D)$, ce qui se produit pour un déplacement u_1 donné par l'expression (3.48). Par conséquent

3.18. Micro Electro-Mechanical Systems

3.19. La récupération se fait sur une simple capacité sans résistance de charge.

l'énergie récupérée par cycle de conduction W_{standard} est donnée par l'expression (3.49) et la puissance correspondante P_{standard} par la relation (3.50).

$$I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \quad (3.46)$$

$$V = \frac{\alpha}{C_0} u + K \text{ avec } K = \frac{\alpha}{C_0} u_M - (V_{DC} + 2V_D) \quad (3.47)$$

$$u_1 = 2 \frac{C_0}{\alpha} (V_{DC} + 2V_D) - u_M \quad (3.48)$$

$$W_{\text{standard}} = \alpha V_{DC} (u_M - u_1) = 2V_{DC} (\alpha u_M - C_0 (V_{DC} + 2V_D)) \quad (3.49)$$

$$P_{\text{standard}} = 2f_0 W_{\text{standard}} = 4f_0 V_{DC} (\alpha u_M - C_0 (V_{DC} + 2V_D)) \quad (3.50)$$

En considérant que la puissance vaut également V_{DC}^2/R_L , avec R_L la résistance de charge, on obtient alors l'expression de la tension redressée (3.51), ce qui conduit à l'expression de la puissance récupérée en fonction de la charge (3.52). On remarquera que cette expression est semblable à celle obtenue en négligeant $2V_D$ devant $(\alpha/C_0)u_M$, excepté que la valeur équivalente de l'amplitude de déplacement vaut $(u_M - 2(C_0/\alpha)V_D)$ au lieu de u_M .

$$V_{DC} = \frac{4R_L f_0}{1 + 4R_L C_0 f_0} (\alpha u_M - 2C_0 V_D) \quad (3.51)$$

$$P_{\text{standard}} = \frac{(4f_0)^2 R_L}{(1 + 4R_L C_0 f_0)^2} (\alpha u_M - 2C_0 V_D)^2 \quad (3.52)$$

La maximisation de la puissance conduit aux valeurs optimales de la tension redressée et de la charge données en (3.53)^{3.20}. L'expression de la puissance maximale est alors donnée par (3.54).

$$\begin{cases} (V_{DC})_{opt} = \frac{\alpha}{2C_0} u_M - V_D \\ (R_L)_{opt} = \frac{1}{4f_0 C_0} \end{cases} \quad (3.53)$$

$$(P_{\text{standard}})_{max} = f_0 \frac{(\alpha u_M - 2C_0 V_D)^2}{C_0} \quad (3.54)$$

Technique SSHI série

La présence des tensions de seuil dans le cas de la structure SSHI série dégrade la qualité d'inversion. De plus, la détection par des structures auto-alimentées de commutateurs comme décrit dans [RGL07] introduit un déphasage ϕ de l'instant de

3.20. On pourra remarquer que la charge optimale est inchangée.

commutation. Dès lors, les tensions avant et après commutation, notées respectivement V_M et V_m en valeur absolue, répondent au jeu d'équations (3.55) (V_{SW} est la tension de chute aux bornes d'un commutateur lors de sa conduction), qui conduit aux expressions de V_M et V_m selon (3.56). Par conséquent l'énergie récupérée par cycle de conduction est donnée par la relation (3.57), ce qui conduit à l'expression de la puissance (3.58).

$$\begin{cases} V_m + V_{DC} + 2V_D + V_{SW} = \gamma(V_M \cos(\phi) - (V_{DC} + 2V_D + V_{SW})) \\ V_M - V_m = (1 + \cos(\phi)) \frac{\alpha}{C_0} u_M \end{cases} \quad (3.55)$$

$$\begin{cases} V_M = \frac{1}{1 - \gamma \cos(\phi)} \left((1 + \cos(\phi)) \frac{\alpha}{C_0} u_M - (1 + \gamma)(V_{DC} + 2V_D + V_{SW}) \right) \\ V_m = \frac{1}{1 - \gamma \cos(\phi)} \left(\gamma \cos(\phi) (1 + \cos(\phi)) \frac{\alpha}{C_0} u_M - (1 + \gamma)(V_{DC} + 2V_D + V_{SW}) \right) \end{cases} \quad (3.56)$$

$$\begin{aligned} W_{\text{série}} &= C_0 V_{DC} (V_M \cos(\phi) + V_m) \\ &= (1 + \cos(\phi)) \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma \cos(\phi)} \right) V_{DC} (\alpha \cos(\phi) u_M - C_0 (V_{DC} + 2V_D + V_{SW})) \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{série}} &= 2f_0 W_{\text{série}} \\ &= 2f_0 (1 + \cos(\phi)) \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma \cos(\phi)} \right) V_{DC} (\alpha \cos(\phi) u_M - C_0 (V_{DC} + 2V_D + V_{SW})) \end{aligned} \quad (3.58)$$

En considérant que la puissance est également donnée par V_{DC}^2/R_L , on obtient alors la relation (3.59) donnant la tension V_{DC} en fonction de la charge R_L , ce qui conduit à l'expression de la puissance (3.60). En considérant $\cos(\phi) \rightarrow 1$, on retrouve l'expression déjà obtenue en négligeant les tensions de seuil et en remplaçant u_M par $(u_M - C_0/\alpha(2V_D + V_{SW}))$.

$$V_{DC} = \frac{2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)R_L f_0}{(1 - \gamma \cos(\phi)) + 2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)R_L C_0 f_0} (\alpha \cos(\phi) u_M - C_0(2V_D + V_{SW})) \quad (3.59)$$

$$P_{\text{série}} = R_L \left(\frac{2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)f_0}{(1 - \gamma \cos(\phi)) + 2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)R_L C_0 f_0} \right)^2 \quad (3.60)$$

$$\times (\alpha \cos(\phi)u_M - C_0(2V_D + V_{SW}))^2$$

En annulant la dérivée de (3.58) par rapport à V_{DC} et celle de (3.60) par rapport à R_L , on obtient la tension redressée optimale et la charge optimale données par les expressions (3.61), ce qui conduit à la puissance maximale récupérée par la technique SSHI série donnée par la relation (3.62).

$$\begin{cases} (V_{DC})_{opt} = \frac{\alpha \cos(\phi)}{2C_0}u_M - V_D - \frac{V_{SW}}{2} \\ (R_L)_{opt} = \left(\frac{2}{1 + \cos(\phi)} \right) \left(\frac{1 - \gamma \cos(\phi)}{1 + \gamma} \right) \frac{1}{4C_0 f_0} \end{cases} \quad (3.61)$$

$$(P_{\text{série}})_{max} = f_0 \left(\frac{1 + \cos(\phi)}{2} \right) \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma \cos(\phi)} \right) \frac{(\alpha \cos(\phi)u_M - C_0(2V_D + V_{SW}))^2}{C_0} \quad (3.62)$$

3.3.2 SSHI série avec structure demi-pont

La structure classique du SSHI série sépare l'élément de commutation de l'élément de redressage. Par conséquent, la tension de chute totale des composants discrets est de $(2V_D + V_{SW})$. En considérant le SSHI série auto-alimenté par le commutateur décrit dans [RGL07], l'élément de commutation est composé de deux interrupteurs unipolaires placés tête-bêche comme illustré dans la Figure 3.14a.

Cependant, il est possible de réduire la chute de tension totale des composants en enlevant deux diodes du pont redresseur et en les remplaçant par les élément de commutations (Figure 3.14b). Ainsi le commutateur S_1 (*resp.* S_2) est activé sur des maxima (*resp.* minima) de tensions. Ceci permet donc de réduire la tension de chute totale à $(V_D + V_{SW})$.

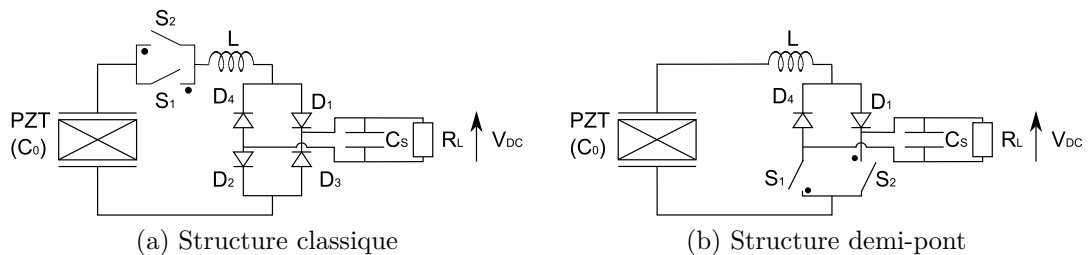


Figure 3.14 – Structures auto-alimentées du SSHI série

Développement théorique

Du fait de la réduction de la chute de tension totale des composants discrets, les expressions de puissances (3.58) et (3.60) deviennent (3.63) et (3.64) respectivement. La résistance et la tension optimales sont ainsi données par (3.64), ce qui conduit à l'expression de la puissance maximale qui peut être obtenue par cette structure (3.66). On pourra également noter que cette technique réduit les pertes lors de la commutation, ce qui permet une meilleure inversion, et donc une augmentation plus importante de la tension piézoélectrique, ce qui conduit également à une réduction du déphasage ϕ ^{3.21}.

$$P_{\text{série}} = 2f_0(1 + \cos(\phi)) \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma \cos(\phi)} \right) V_{DC} (\alpha \cos(\phi)u_M - C_0(V_{DC} + V_D + V_{SW})) \quad (3.63)$$

$$P_{\text{série}} = R_L \left(\frac{2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)f_0}{(1 - \gamma \cos(\phi)) + 2(1 + \cos(\phi))(1 + \gamma)R_L C_0 f_0} \right)^2 \times (\alpha \cos(\phi)u_M - C_0(V_D + V_{SW}))^2 \quad (3.64)$$

$$\begin{cases} (V_{DC})_{\text{opt}} = \frac{\alpha \cos(\phi)}{2C_0}u_M - \frac{V_D + V_{SW}}{2} \\ (R_L)_{\text{opt}} = \left(\frac{2}{1 + \cos(\phi)} \right) \left(\frac{1 - \gamma \cos(\phi)}{1 + \gamma} \right) \frac{1}{4C_0 f_0} \end{cases} \quad (3.65)$$

$$(P_{\text{série}})_{\text{max}} = f_0 C_0 \left(\frac{1 + \cos(\phi)}{2} \right) \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma \cos(\phi)} \right) (\alpha \cos(\phi)u_M - C_0(V_D + V_{SW}))^2 \quad (3.66)$$

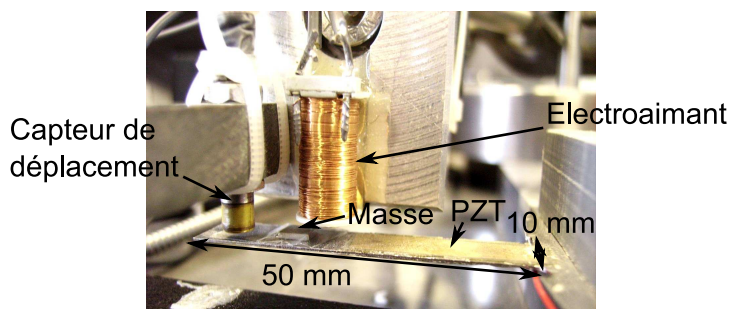
Validation expérimentale et Discussions

On se propose ici de valider expérimentalement les performances de la structure SSHI série demi-pont, en la comparant notamment aux structures standard et SSHI série classique. Le dispositif expérimental est présenté dans la Figure 3.15, et consiste en un petite poutre encastrée-libre pouvant être excitée par un électroaimant. Un capteur de déplacement inductif est utilisé pour avoir une image de la vibration. L'identification de la structure a conduit aux paramètres consignés dans le Tableau 3.4^{3.22}. On notera que les dispositifs de commutation sont les interrupteurs autonomes issus de [RGL07] dont la structure unipolaire est illustrée dans la Figure 2.8^{3.23}, qui sont ici utilisés pour montrer la possibilité d'auto-alimentation

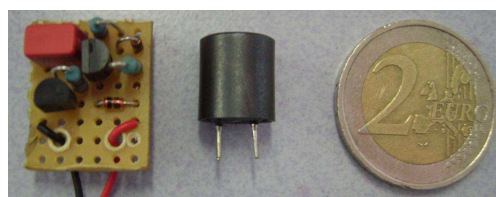
3.21. La détection est plus aisée sur des niveaux de tension significatifs.

3.22. Le déphasage ϕ est ici considéré comme constant.

3.23. page 74



(a) Structure expérimentale



(b) Éléments de commutation (la pièce de 2 € n'est pas obligatoire...)

Figure 3.15 – Dispositif expérimental

Paramètre	Valeur
Fréquence de vibration f_0	106.1 Hz
Facteur de force α	0.18 mN.V ⁻¹
Capacité bloquée C_0	30 nF
Déphasage ϕ	0.45 rad
Coefficient d'inversion γ	0.72
Tension de seuil des diodes V_D	0.4 V
Tension de seuil des commutateurs V_{SW}	1.2 V

Tableau 3.4 – Paramètres expérimentaux du SSHI série demi-pont

du système (contrairement à la méthode proposée dans [MOM06] qui utilise un commutateur 3 points).

Le premier jeu de mesures consiste à faire vibrer la structure avec un déplacement en bout de poutre de 1 mm. Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure 3.16. Ces résultats, qui confirment le développement théorique précédent (les petites différences pouvant être expliquées par des tensions de seuils et un déphasage non constants en fonction de la tension redressée), montrent que la structure demi-pont du SSHI série permet une amélioration non négligeable de la puissance récupérée. Alors que l'implémentation classique du SSHI série ne permet qu'un gain de 2 en terme de puissance comparée à la technique standard, la structure demi-pont augmente ce gain de 30%, récoltant 2.6 fois plus d'énergie que la technique standard. Cette amélioration se traduit également sur les formes d'ondes expérimentales du SSHI série avec structures classique et demi-pont illustrées dans la Figure 3.17, où l'abaissement de la tension de seuil globale permet une amélioration non négligeable

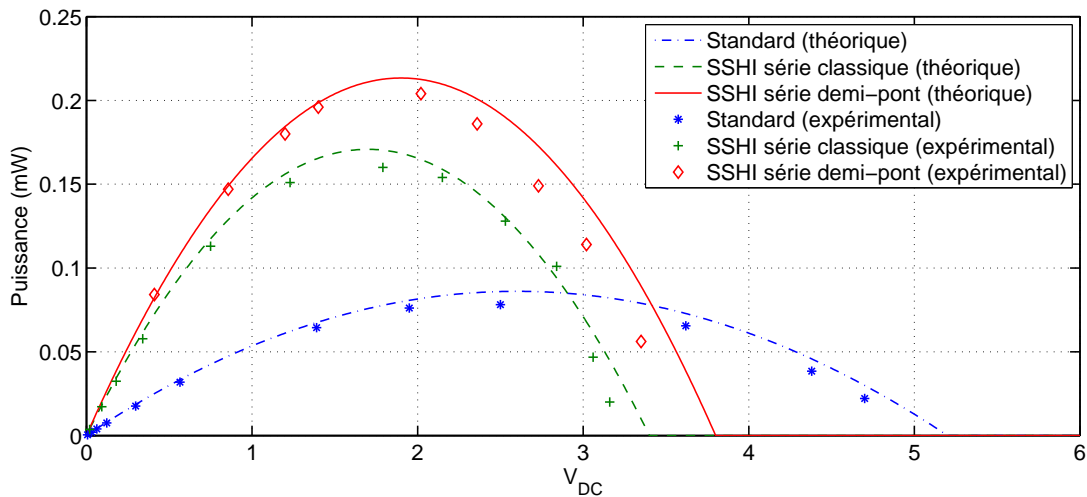


Figure 3.16 – Puissances récupérées pour un déplacement en bout de poutre de 1 mm

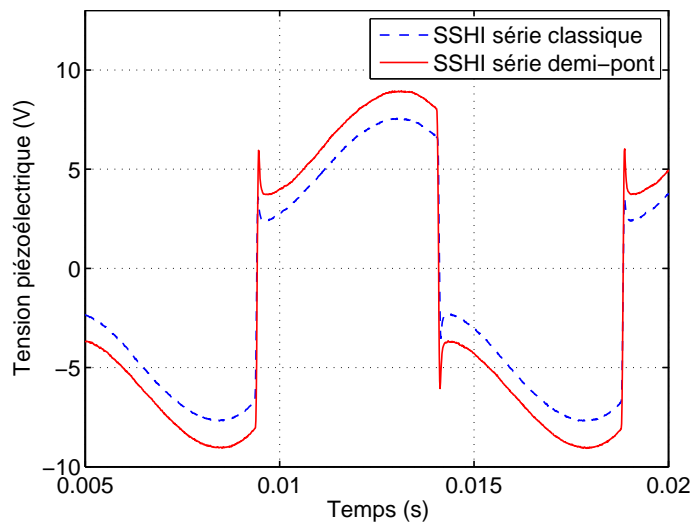


Figure 3.17 – Formes d'ondes expérimentales

de l'inversion équivalente, et donc une augmentation plus importante de la tension et de l'énergie électrostatique disponible (la structure demi-pont présente ainsi 50% d'énergie en plus).

Dans un deuxième temps, on se propose de relever les puissances maximales récupérées en fonction de l'amplitude de déplacement. Les résultats, présentés en Figure 3.18, confirment la théorie et montrent que la structure demi-pont permet une augmentation à peu près constante de la puissance récupérée (environ $50 \mu W$) en comparaison avec l'implémentation classique du SSHI série. La structure demi-pont peut également engager le processus de récupération pour des niveaux plus faibles de déplacement ($350 \mu m$) comparée à l'implémentation classique du SSHI série ($500 \mu m$). Les résultats présentés dans cette partie ainsi que le développement théorique précédent ont été publiés dans [LG08].

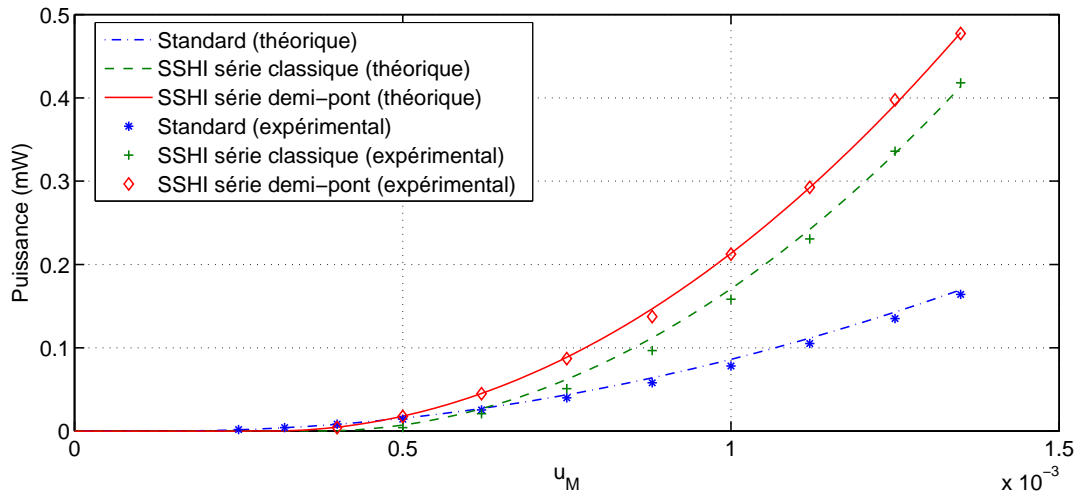


Figure 3.18 – Puissances maximales récupérées en fonction de l'amplitude de vibration

3.3.3 SSHI série avec commutation sur transformateur (SSHI-MR)

La partie précédente a introduit une nouvelle architecture du SSHI série par suppression de composants. Il s'agit donc par conséquent plus d'une variante de ce circuit que d'un dispositif réellement nouveau. Cette partie présente un nouveau concept de récupération d'énergie, bien que dérivé du SSHI série. Son principe réside dans l'utilisation d'un transformateur de rapport de transformation m ($m \gg 1$) qui joue un double rôle : inductance d'inversion et transfert d'énergie par vecteur électromagnétique. Cette seconde fonction permet de diminuer artificiellement les tensions vues par le primaire, et par conséquent de minimiser l'impact des tensions de seuil. De plus, une seule diode est nécessaire au secondaire, ce qui ramène la tension de seuil totale à $(V_{SW} + V_D/m)$.

Le schéma de principe est présenté en Figure 3.19. Il consiste à remplacer les diodes par deux primaires d'un transformateur, permettant un redressement magnétique (d'où l'appellation SSHI-MR : *Synchronized Switch Harvesting on Inductor with Magnetic Rectifier*). Lors d'une commutation, courants et tensions primaires se retrouvent au secondaire - les premiers divisés d'un facteur m et les secondes

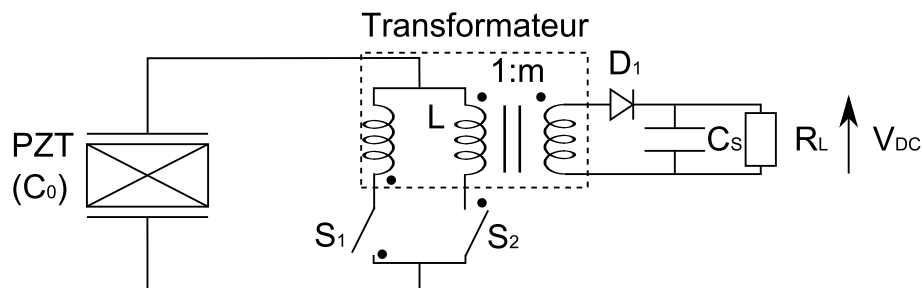


Figure 3.19 – Schéma du SSHI-MR

multipliées par ce facteur - chargeant la capacité de stockage C_S . Vu de l'élément piézoélectrique, les formes d'ondes obtenues sont très proches de celles du SSHI série.

Développement théorique

Le développement théorique du SSHI-MR est très proche de celui du SSHI série à structure demi-pont. Cependant, du fait de la présence du transformateur (dont on négligera les pertes fer^{3.24}), la tension est divisée d'un facteur m , ce qui conduit aux expressions de puissance (3.67) et (3.68).

$$P_{\text{SSHI-MR}} = 2f_0(1+\cos(\phi)) \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma\cos(\phi)} \right) \frac{V_{DC}}{m} \left(\alpha \cos(\phi)u_M - C_0 \frac{V_{DC} + V_D + V_{SW}}{m} \right) \quad (3.67)$$

$$P_{\text{SSHI-MR}} = R_L m^2 \left(\frac{2(1+\cos(\phi))(1+\gamma)f_0}{m^2(1-\gamma\cos(\phi)) + 2(1+\cos(\phi))(1+\gamma)R_L C_0 f_0} \right)^2 \times \left(\alpha \cos(\phi)u_M - C_0 \frac{V_D + V_{SW}}{m} \right)^2 \quad (3.68)$$

Les tensions et résistance optimales sont respectivement multipliées par un facteur m et m^2 , conduisant aux relations (3.69), donnant l'expression de la puissance maximale (3.70). Lorsque V_D et V_{SW} deviennent négligeables, on peut noter que la puissance maximale du SSHI-MR est égale à celle de l'implémentation classique du SSHI série.

$$\begin{cases} (V_{DC})_{opt} = m \left(\frac{\alpha \cos(\phi)}{2C_0} u_M \right) - \frac{V_D + V_{SW}}{2} \\ (R_L)_{opt} = \left(\frac{2}{1+\cos(\phi)} \right) \left(\frac{1-\gamma\cos(\phi)}{1+\gamma} \right) \frac{m^2}{4C_0 f_0} \end{cases} \quad (3.69)$$

$$(P_{\text{SSHI-MR}})_{max} = f_0 \frac{1}{C_0} \left(\frac{1+\cos(\phi)}{2} \right) \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma\cos(\phi)} \right) \left(\alpha \cos(\phi)u_M - C_0 \left(\frac{V_D + V_{SW}}{m} \right) \right)^2 \quad (3.70)$$

Validation expérimentale et Discussions

Le dispositif expérimental utilisé est un buzzer piézoélectrique, représenté en Figure 3.20, et dont le comportement est similaire à celui d'une poutre. La structure est connectée au circuit SSHI-MR et peut être excitée par un électroaimant. Une identification a permis la détermination des paramètres du modèle, qui sont consignés dans la Table 3.5. La différence entre les coefficients d'inversion s'explique par

3.24. Celles-ci étant croissantes avec la fréquence, il est tout à fait légitime de les négliger face aux pertes Joule pour les fréquences de travail considérées.

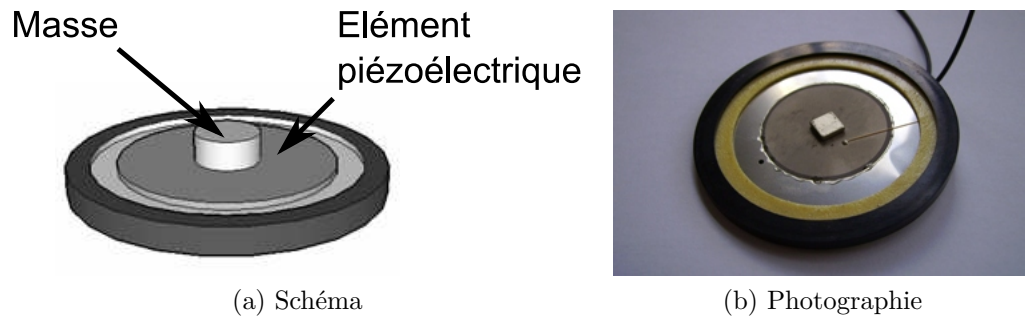


Figure 3.20 – Structure expérimentale du SSHI-MR

Paramètre	Valeur
Fréquence de vibration f_0	1000 Hz
Facteur de force α	8.3 $mN.V^{-1}$
Capacité bloquée C_0	312.5 nF
Coefficient d'inversion γ	0.33 pour le SSHI série classique 0.52 pour le SSHI-MR
Tension de seuil des diodes V_D	0.23 V (diodes Schottky)
Rapport de transformation m	22

Tableau 3.5 – Paramètres expérimentaux de la structure connectée au SSHI-MR

les faibles niveaux de tension de la technique SSHI série classique, qui diminuent significativement γ . De plus, dans cette partie, les commutateurs sont contrôlés de manière externe (c'est-à-dire non auto-alimentée), et par conséquent V_{SW} vaut 0 V et $\cos(\phi)$ est égal à 1. Cependant, il est important de noter que la technique SSHI-MR peut très bien fonctionner avec les commutateurs autonomes présentés dans [RGL07] et utilisés dans la partie précédente.

Enfin, dans le but d'améliorer plus encore la récupération d'énergie, un pont de diode complet est connecté au secondaire (Figure 3.21) afin de récupérer également l'énergie magnétisante du transformateur.

Les résultats expérimentaux et prédictions théoriques en considérant un déplacement central d'amplitude 23 μm sont représentés dans la Figure 3.22. Ces résultats

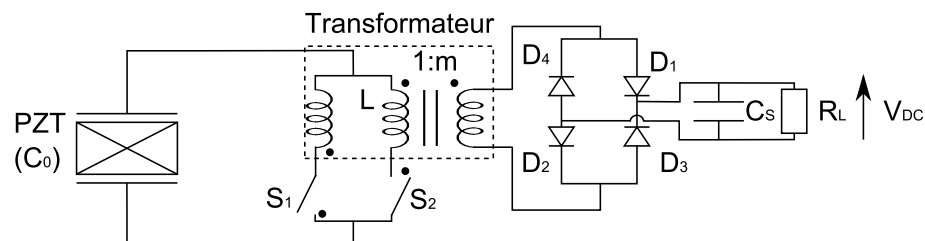


Figure 3.21 – Circuit expérimental du SSHI-MR

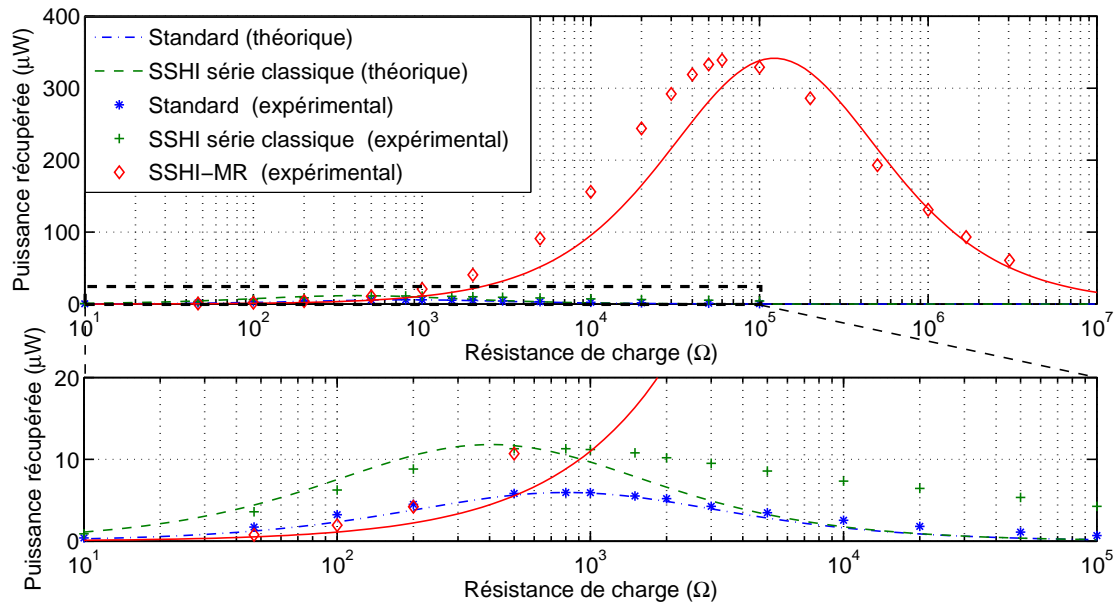


Figure 3.22 – Résultats expérimentaux du SSHI-MR pour un déplacement central d'amplitude $23 \mu m$ (la Figure du dessous est un agrandissement)

montrent bien les performances du SSHI-MR pour de faibles niveaux de tension de l'élément piézoélectrique, même si la courbe de puissance expérimentale semble un peu décalée vers des charges plus faibles par rapport à celle théorique^{3.25}. On pourra également noter la dégradation de celles du SSHI série classique, du fait d'une mauvaise inversion (à cause des diodes) et du retard de commutation. Le gain en puissance du SSHI-MR est de 56 comparé à la technique standard et de 30 comparé au SSHI série classique^{3.26}. Particulièrement, on peut noter que la technique SSHI-MR permet une valeur de tension à la puissance maximale de $4.51 V$ (bien adaptée pour l'alimentation de circuits intégrés) alors que la tension crête en sortie de l'élément piézoélectrique en circuit ouvert est d'à peine $600 mV$; ceci étant possible grâce à l'utilisation du transformateur.

Un second jeu de mesures consistant à relever la puissance maximale de sortie pour plusieurs amplitudes de vibration a également été effectué. Les résultats sont présentés dans la Figure 3.23. Là encore, les résultats montrent l'efficacité du SSHI-MR face aux techniques standard et SSHI série classique, qui conduisent à des puissances récupérées largement inférieures à celles du SSHI-MR ; ce dernier pouvant récolter jusqu'à $400 \mu W$ par une réduction significative de l'influence des tensions de seuil. Cette réduction des tensions de seuil permet ainsi au SSHI-MR de récupérer de l'énergie dès que l'amplitude de déplacement est de $1 \mu m$ (ce qui correspond à

3.25. Ceci est probablement causé par les pertes dans le transformateur qui diminuent le rapport de transformation effectif.

3.26. Pour ce dernier les différences pour de grandes valeurs de résistances s'expliquent notamment par une dépendance de la tension de seuil des diodes avec la tension redressée : la tension étant plus importante pour les résistances de fortes valeurs, la part d'énergie perdue dans les diodes est moindre.

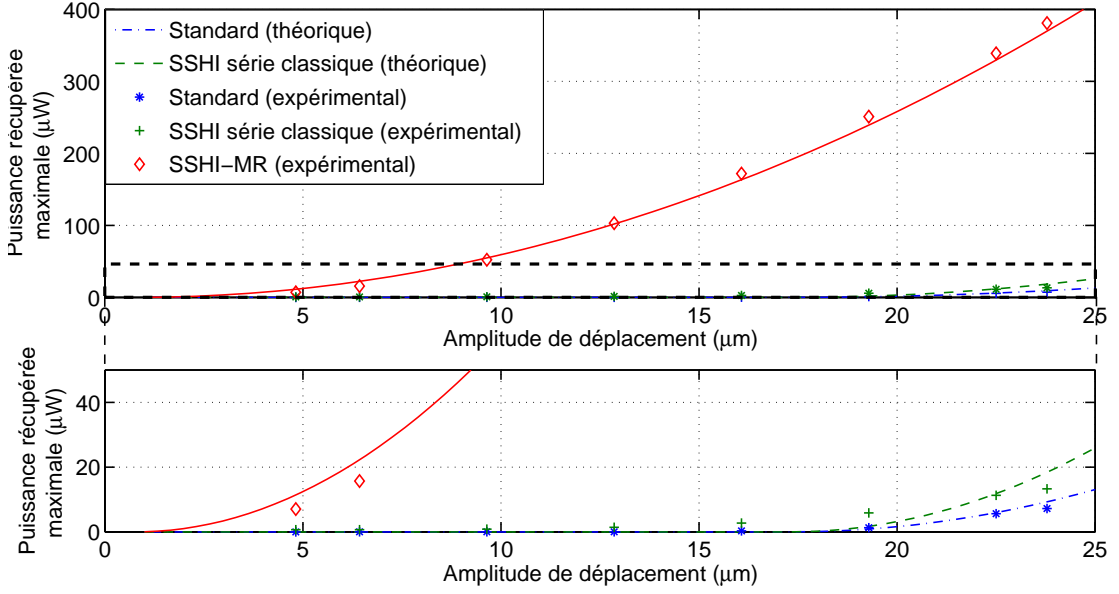


Figure 3.23 – Résultats expérimentaux du SSHI-MR pour plusieurs valeurs d'amplitude de déplacement central (la Figure du dessous est un agrandissement)

une tension en circuit ouvert de 26.6 mV , qui coïncide avec $2V_D/m$ ^{3.27}, alors que les techniques standard et SSHI série classique nécessitent au moins $20 \mu\text{m}$ d'amplitude de déplacement (530 mV de tension en circuit ouvert soit approximativement $2V_D$).

D'un point de vue des puissances mises en jeu, la Figure 3.24 représente les différents niveaux en terme de puissance lorsque la structure vibre avec une amplitude de déplacement de $23 \mu\text{m}$. La puissance mécanique est déterminée à partir des paramètres du Tableau 3.5, de l'identification du système masse-ressort-ammortisseur dont les paramètres sont consignées dans le Tableau 3.6, et enfin des valeurs absolues des tensions avant et après commutation (respectivement V_M et V_m). Ces dernières sont obtenues à partir de la tension V_{DC} aux bornes de la charge selon le jeu d'équations (3.72) qui conduit aux expressions (3.72). L'expression de la puissance mécanique est alors donnée par (3.73). Les tensions avant et après commutation donnent également la puissance extraite suivant la relation (3.74).

$$\begin{cases} V_m + \frac{V_{DC} + 2V_D}{m} = \gamma \left(V_M - \frac{V_{DC} + 2V_D}{m} \right) \\ V_M - V_m = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \end{cases} \quad (3.71)$$

$$\begin{cases} V_M = 2 \frac{\alpha}{C_0} \left(\frac{1}{1-\gamma} \right) u_M - \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \frac{V_{DC} + 2V_D}{m} \\ V_m = 2 \frac{\alpha}{C_0} \left(\frac{\gamma}{1-\gamma} \right) u_M - \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \frac{V_{DC} + 2V_D}{m} \end{cases} \quad (3.72)$$

3.27. On rappelle qu'un pont de diodes est utilisé au secondaire dans cette partie expérimentale.

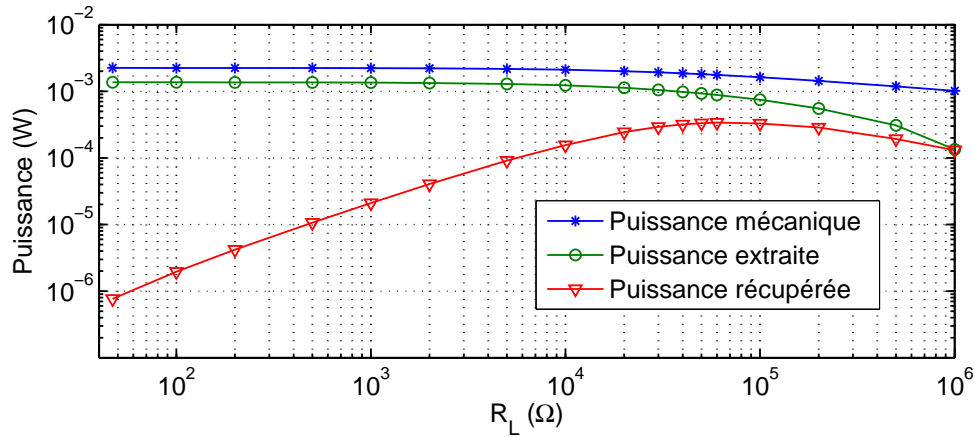


Figure 3.24 – Répartition des énergies de la technique SSHI-MR

Paramètre	Valeur
Masse dynamique M	0.19 g
Raideur en court-circuit K_E	788 N.m ⁻¹
Coefficient d'amortissement structural C	88 mN.s.m ⁻¹

Tableau 3.6 – Paramètres du système masse-ressort-ammortisseur de la structure connectée au SSHI-MR

$$P_{\text{méca}} = f_0 \left(\int_0^{T_0} F i dt + \alpha \int_0^{T_0} V i dt \right) = 2\pi^2 f_0^2 C u_M^2 + 2\alpha f_0 (V_M + V_m) u_M \quad (3.73)$$

$$P_{\text{extraite}} = f_0 C_0 (V_M^2 - V_m^2) \quad (3.74)$$

La Figure 3.24 montre ainsi l'efficacité du circuit SSHI-MR même en bas niveau de vibration. Ceci est également remarquable sur la Figure 3.25, qui trace le rendement entre la puissance d'entrée et la puissance récupérée. Ainsi, sous les conditions expérimentales, il est possible de récupérer plus de 20% de la puissance fournie à la structure^{3.28}.

Considérations sur l'implémentation

La principale considération à propos du SSHI-MR concerne son implémentation, et particulièrement la taille du transformateur. En effet, cet élément est le plus problématique d'un point de vue de l'intégrabilité^{3.29}, surtout aux fréquences

3.28. Sur les Figures 3.24 et 3.25, les puissances correspondant aux charges élevées ne sont pas représentées du fait de la sensibilité du calcul à la dérive expérimentale (les puissances relevées, plus importantes que celles théoriquement calculées (Figure 3.22), conduisent à des puissances extraites plus petites que celles récupérées, voire négatives dans certains cas).

3.29. Ceci est un point d'intérêt particulièrement important pour les microgénérateurs, surtout lorsqu'il s'agit de dispositifs MEMS visés par le SSHI-MR.

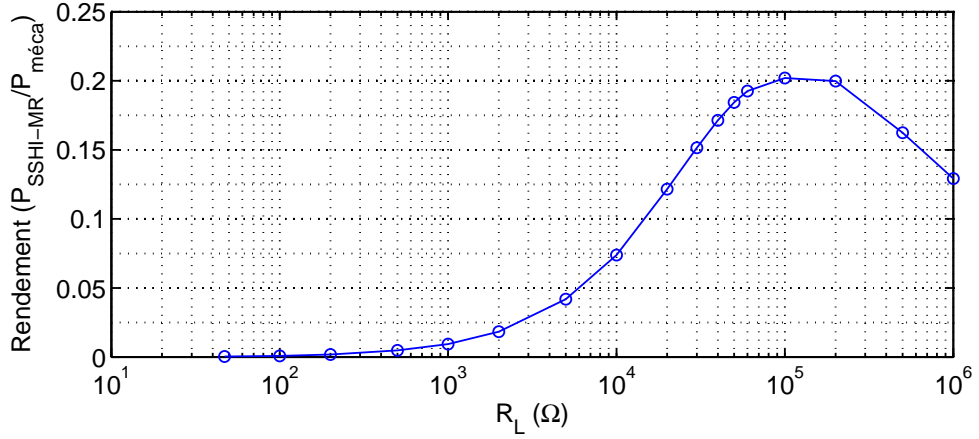


Figure 3.25 – Rendement de la technique SSHI-MR

considérées. Alors que le transformateur utilisé dans les précédentes mesures est un transformateur Fe-Si classique (donc assez imposant), l'intégrabilité n'est cependant pas une fatalité. En effet, Lu *et al.* a montré dans [SLX⁺07, LJA⁺08] qu'il était possible de concevoir des micro-inductances de quelques centaines de nano-Henry avec un facteur de qualité aux alentours de 40.

Sur la base d'un raisonnement énergétique, on peut définir la valeur minimale L_{min} de l'inductance présentée par le transformateur selon la relation (3.75)^{3.30}, avec I_{max} défini comme le courant maximal sortant du matériau piézoélectrique et V_M la tension avant commutation. À partir d'un raisonnement magnétique, on obtient également l'expression de l'inductance minimale L_{min} selon (3.76), où B_{max} est l'induction magnétique maximale et \mathcal{S} la surface magnétique. En considérant les relevés expérimentaux précédemment présentés et le secondaire en court-circuit (énergie extraite maximale), la valeur minimale de l'inductance est alors donnée par $L_{min} = 0.9 \mu H$ et la surface magnétique par $\mathcal{S} = 1.8 mm^2$ avec les paramètres consignés dans le Tableau 3.7. Ce résultat n'est donc pas incompatible avec une volonté d'intégration. De plus, si plusieurs micro-générateurs instrumentent la structure, le transformateur peut être partagé afin d'optimiser l'espace requis.

$$\frac{1}{2}C_0V_M^2 = \frac{1}{2}L_{min}I_{max}^2 \quad (3.75)$$

$$B_{max} = \frac{1}{2}L_{min}I_{max}^2 \quad (3.76)$$

Ainsi, grâce à la limitation des tensions de seuil des composants discrets, ils est ainsi possible de récupérer une énergie significative (pour les vibrations considérées) grâce à des procédés non-linéaires originaux. D'un point de vue général (c'est-à-dire hors du contexte particulier des faibles tensions de sortie), le processus non-linéaire présente certaines pertes qui peuvent néanmoins être limitées par des techniques spécifiques.

3.30. Cette équation représente le cas limite où toute l'énergie disponible est transférée à l'inductance.

Paramètre	Valeur
Induction magnétique maximale B_{max}	0.5 H
Courant admissible maximal I_{max}	1 A

Tableau 3.7 – Paramètres typiques pour le calcul des inductances du transformateur du SSHI-MR

3.4 Amélioration de l'inversion par capacité intermédiaire

Les résultats présentés en annexe D et rappelés dans le Tableau 3.1 montrent que l'efficacité de la technique SSHI dépend étroitement du coefficient d'inversion γ . Particulièrement, lorsque γ devient important (proche de 1), la puissance récupérée à amplitude de vibration constante augmente très rapidement, étant proportionnelle à $1/(1-\gamma)$. On peut également noter que l'efficacité de l'amortissement des techniques semi-passives SSDI dépend de la même manière de γ .

Dans la pratique γ est limité par les pertes résistives de l'inductance d'inversion et des commutateurs, qui conduisent à des valeurs typiques du facteur d'inversion de l'ordre de 0.6 – 0.8.

3.4.1 Principes

Dans ce paragraphe est présentée une interface permettant de réduire les pertes Joule dans le circuit d'inversion. Cette interface consiste en une capacité intermédiaire C_{int} connectée à l'élément piézoélectrique *via* un pont en H composé de quatre transistors comme illustré dans la Figure 3.26.

Le principe de fonctionnement est le suivant. Dans un premier temps l'énergie électrostatique disponible sur l'élément piézoélectrique C_0 est en majeure partie transférée à la capacité intermédiaire C_{int} ^{3.31} (Figure 3.27a), puis les polarités de C_{int} sont inversées et la capacité intermédiaire transfère son énergie à l'élément

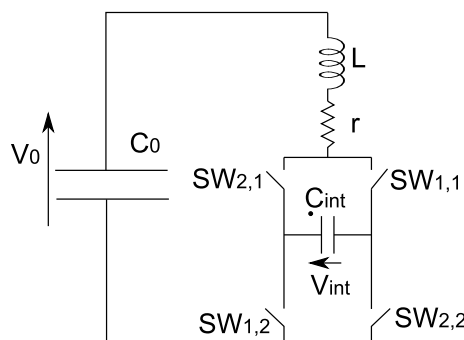


Figure 3.26 – Schéma de l'inversion par capacité intermédiaire

3.31. Le transfert s'arrête à l'annulation du courant.

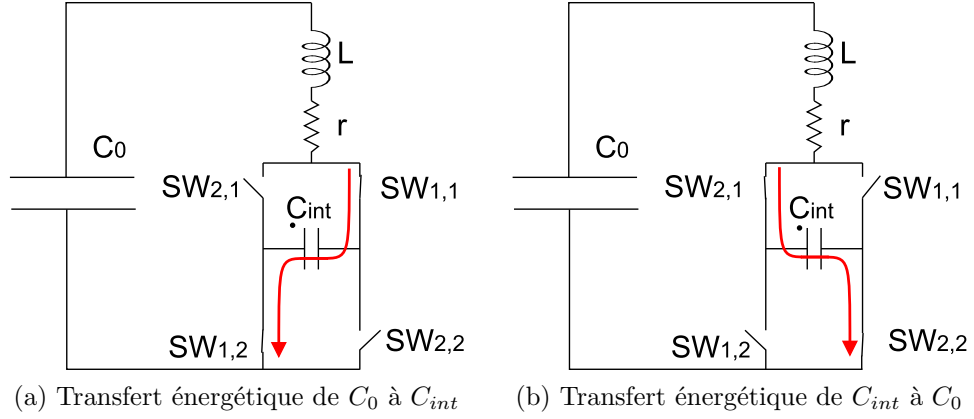


Figure 3.27 – Principe de l'inversion par capacité intermédiaire

piézoélectrique (Figure 3.27b). À la fin de ce processus la tension piézoélectrique est ainsi inversée.

3.4.2 Développement théorique

En considérant que la fréquence d'inversion est très grande devant la fréquence de vibration^{3.32}, le fait de commuter l'élément piézoélectrique sur le circuit d'inversion crée un circuit résonnant à charges q constantes dont l'équation est donnée par (3.77), avec C_{eq} la capacité équivalente formée par C_0 et C_{int} dont la valeur est donnée par la relation (3.78) et r la résistance série de l'inductance L ^{3.33}. Un tel circuit présente une pulsation d'oscillation naturelle ω_{sw} et un facteur d'amortissement ξ_{sw} définis selon l'expression (3.79). Le facteur de qualité électrique Q_i est donné par la relation (3.80), qui peut également être exprimé en fonction du facteur de qualité du circuit classique d'inversion $(Q_i)_{\text{standard}} = (1/r) \times \sqrt{L/C_0}$ selon l'expression (3.81)

$$L\ddot{q} + r\dot{q} + \frac{q}{C_{eq}} = 0 \quad (3.77)$$

$$C_{eq} = \frac{C_0 C_{int}}{C_0 + C_{int}} \quad (3.78)$$

$$\begin{cases} \omega_{sw} = \sqrt{\frac{1}{LC_{eq}}} \\ \xi_{sw} = \frac{1}{2} r C_{eq} \omega_{sw} \end{cases} \quad (3.79)$$

$$Q_i = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \quad (3.80)$$

3.32. ou de variation de température dans le cas pyroélectrique

3.33. Les résistances de conduction des commutateurs seront négligées devant r .

$$Q_i = \sqrt{\frac{C_0 + C_{int}}{C_{int}}} (Q_i)_{\text{standard}} > (Q_i)_{\text{standard}} \quad (3.81)$$

La durée du transfert énergétique étant une demi pseudo-période d'oscillation, les charges $(\Delta q)_1$ ayant circulées lors de la première commutation sont données par la relation (3.82) en considérant la capacité intermédiaire initialement déchargée. V_0 est la tension initiale aux bornes de l'élément piézoélectrique. Après ce processus, les tensions intermédiaires aux bornes de l'élément piézoélectrique $(V)_{\text{int}}$ et de la capacité intermédiaire $(V_{int})_{\text{int}}$ sont respectivement données par les expressions (3.83) et (3.84).

$$(\Delta q)_1 = \int_0^{\pi/(\omega_{sw}\sqrt{1-\xi_{sw}^2})} \dot{q} dt = -C_{eq} V_0 \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \quad (3.82)$$

$$(V)_{\text{int}} = V_0 + \frac{\Delta q}{C_0} = V_0 \left[1 - \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \right] \quad (3.83)$$

$$(V_{int})_{\text{int}} = \frac{\Delta q}{C_{int}} = -V_0 \frac{C_0}{C_0 + C_{int}} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \quad (3.84)$$

Dans un second temps, les bornes de la capacité intermédiaire C_{int} sont inversées, ce qui conduit à un nombre de charges disponibles q_{int} donné par l'expression (3.85). Par conséquent le nombre de charges $(\Delta q)_2$ ayant circulées lors de cette seconde commutation est donné par la relation (3.86), ce qui conduit à la valeur finale $(V)_{fin}$ de la tension piézoélectrique (3.87). Par conséquent le facteur d'inversion γ en utilisant la capacité intermédiaire est donné par l'expression (3.88)

$$q_{int} = C_{eq} ((V)_{\text{int}} - (V_{int})_{\text{int}}) = C_{eq} V_0 \left[1 + \frac{C_0 - C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \right] \quad (3.85)$$

$$(\Delta q)_2 = -q_{int} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \quad (3.86)$$

$$\begin{aligned} (V)_{fin} &= (V)_{\text{int}} + \frac{(\Delta q)_2}{C_0} \\ &= V_0 \left\{ 1 - \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left[\left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \left(2 + \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (3.87)$$

$$\gamma = \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left[\left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \left(2 + \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left(1 + e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \right) \right) \right] - 1 \quad (3.88)$$

La valeur optimale de C_{int} qui maximise l'inversion est solution de l'équation

(3.89). En considérant que le système a des pertes faibles, γ peut s'approcher par l'expression (3.90), qui conduit par conséquent à la valeur optimale $(C_{int})_{opt}$ de la capacité intermédiaire donnée par la relation (3.91). L'expression de l'inversion est alors donnée par (3.92), qui peut encore être exprimée en fonction de l'inversion $\gamma_{\text{standard}} \approx e^{-\pi/(2(Q_i)_{\text{standard}})}$, obtenue avec le circuit classique, selon la relation (3.93).

$$\frac{\partial \gamma}{\partial C_{int}} = 0 \quad (3.89)$$

$$\gamma \approx 4 \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}} \left(1 - \frac{C_0 - C_{int}}{C_0 + C_{int}} \right) - 1 \quad (3.90)$$

$$(C_{int})_{opt} \approx C_0 \quad (3.91)$$

$$\gamma \approx e^{-\pi \xi_{sw} / \sqrt{1 - \xi_{sw}^2}} \approx e^{-\pi / (2Q_i)} \quad (3.92)$$

$$\gamma \approx (\gamma_{\text{standard}})^{(1/\sqrt{2})} \quad (3.93)$$

Les Figures 3.28 et 3.29 illustrent respectivement le facteur d'inversion et le gain en terme d'inversion obtenus par l'utilisation de la capacité intermédiaire. À la capacité intermédiaire optimale, le gain en terme d'inversion est une fonction décroissante de $(Q_i)_{\text{standard}}$, qui tend vers ∞ lorsque le facteur de qualité standard

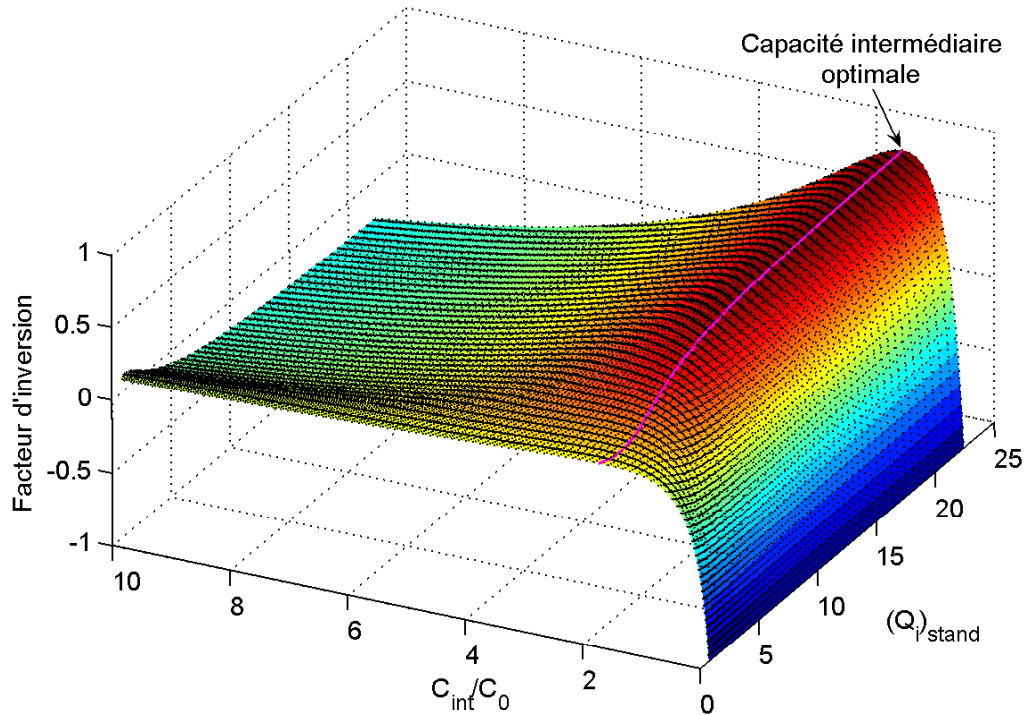


Figure 3.28 – Facteur d'inversion en fonction de la capacité intermédiaire (normalisée par rapport à la capacité bloquée de l'élément piézoélectrique) et du facteur de qualité du cas standard

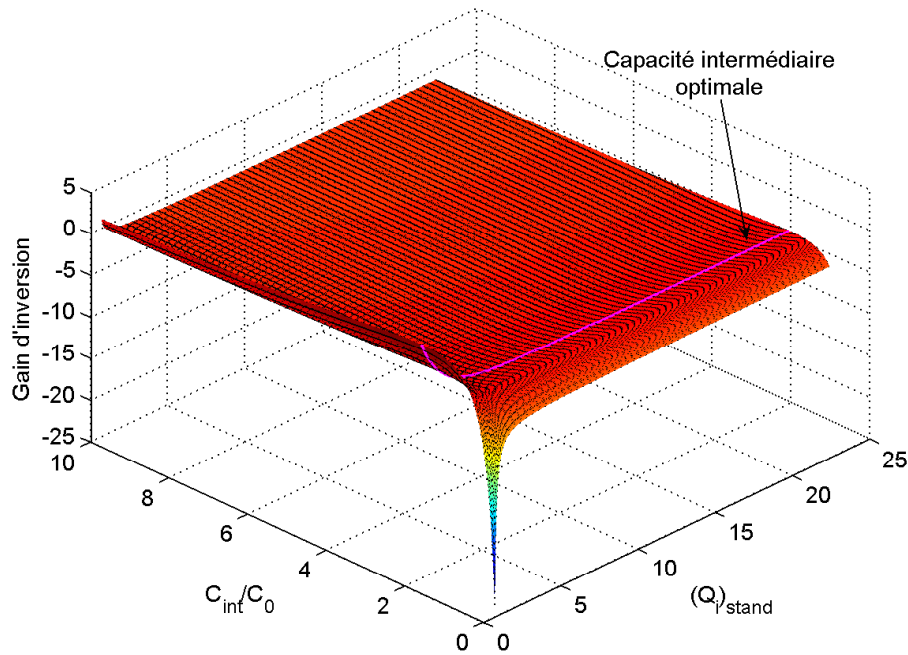


Figure 3.29 – Gain d'inversion en fonction de la capacité intermédiaire (normalisée par rapport à la capacité bloquée de l'élément piézoélectrique) et du facteur de qualité du cas standard

tend vers 0 et vers 1 (même valeur du facteur d'inversion) lorsque le facteur de qualité standard tend vers ∞ . Pour des valeurs classiques du facteur de qualité standard (entre 3 et 7), le gain obtenu est compris entre 20% et 7%.

La robustesse par rapport à une désadaptation de la capacité intermédiaire est satisfaisante lorsque la capacité est trop grande (perte de 20% environ pour une valeur deux fois trop grande). Cependant l'inversion chute rapidement pour de trop petites valeurs de capacité intermédiaire. Par conséquent il vaut mieux légèrement surdimensionner cette capacité afin d'éviter des pertes trop importantes.

L'augmentation du facteur d'inversion permise par la capacité intermédiaire peut également être interprétée à partir des formes d'ondes simulées des différents tensions et courants mis en jeu, comme illustrés dans la Figure 3.30. Cette Figure montre que l'aire de la forme du courant par utilisation de la capacité intermédiaire est réduite par rapport à celle en inversion classique. Par conséquent, les pertes Joule sont réduites, d'où une meilleure inversion. On pourra également remarquer que la durée de l'inversion est un peu plus longue avec la capacité intermédiaire (le temps d'inversion est multiplié par un facteur $\sqrt{2}$).

Les transferts énergétiques de la technique utilisant la capacité intermédiaire sont représentés en Figure 3.31. Cette Figure illustre bien le processus de double transfert, avec dans un premier temps un transfert de l'énergie électrostatique de l'élément piézoélectrique vers la capacité intermédiaire, *via* un réservoir d'énergie magnétique (l'inductance), puis dans un deuxième temps le transfert de l'énergie électrostatique de la capacité intermédiaire vers l'élément piézoélectrique, toujours *via* l'inductance.

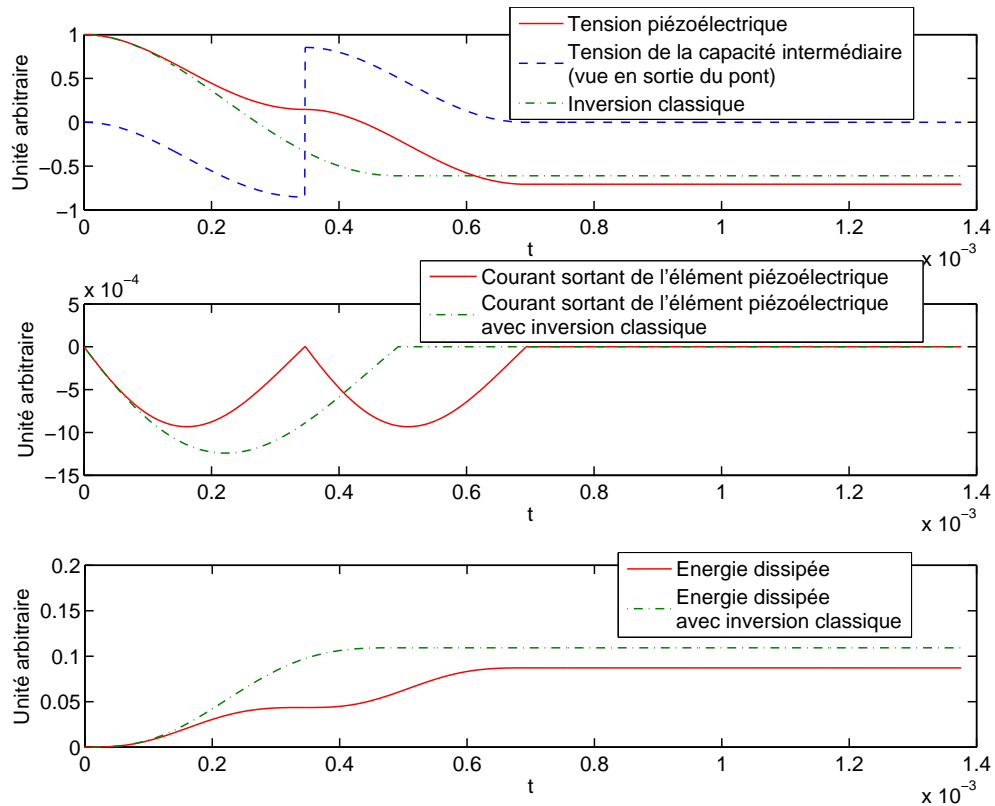


Figure 3.30 – Formes d’ondes de l’inversion par capacité intermédiaire

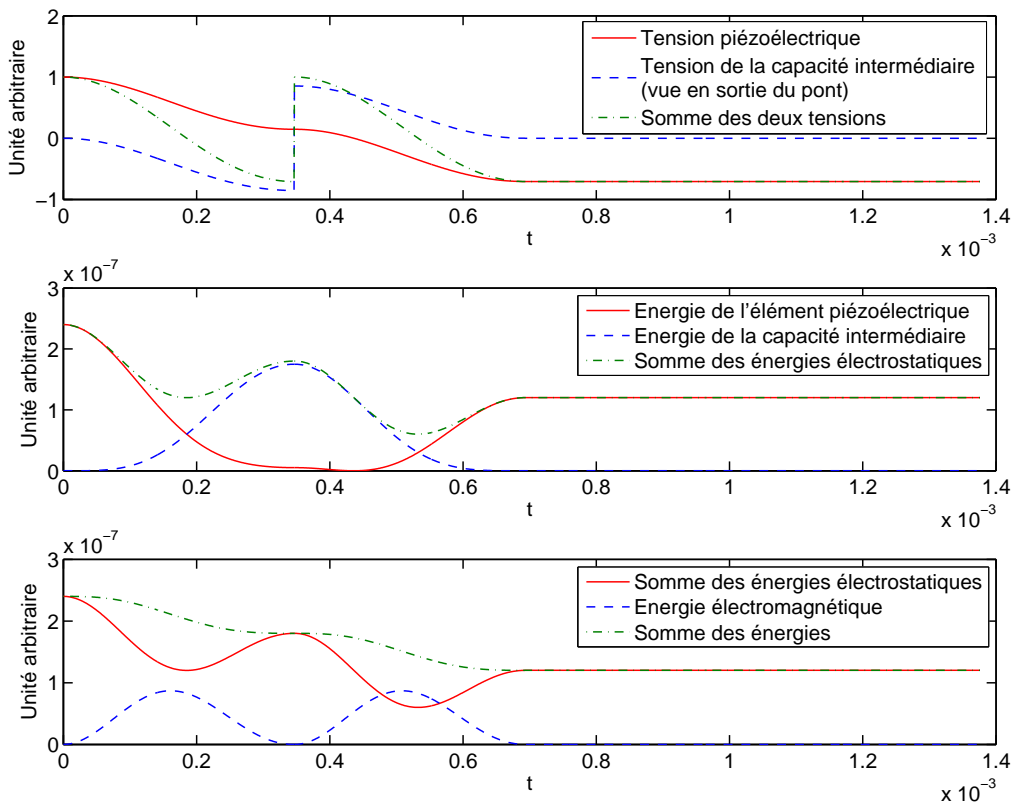


Figure 3.31 – Évolution des énergies lors de de l’inversion par capacité intermédiaire

3.4.3 Application à la récupération d'énergie par SSHI parallèle

On se propose ici d'appliquer le concept d'inversion par capacité intermédiaire à la technique de récupération d'énergie SSHI parallèle. Bien sûr, ce concept peut être aussi mis en oeuvre dans le cas du SSHI série ou pour l'amortissement SSDI.

On s'intéressera plus particulièrement à la puissance optimale délivrée par le SSHI parallèle à amplitude de vibration u_M constante (rappelée en (3.94)).

$$(P_{\text{parallèle}})_{\max}|_{\gamma} = \frac{2}{1-\gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (3.94)$$

Le gain offert par la capacité intermédiaire d'inversion s'exprime donc selon l'expression (3.95) pour des valeurs du coefficient d'inversion standard assez importantes mais réalistes (0.6-0.8). Par conséquent, bien que le gain en terme d'inversion devienne négligeable pour de grandes valeurs de γ , le fait que la puissance récupérée dépende de $1/(1-\gamma)$ assure un gain en puissance constant supérieur à 40%.

$$\frac{(P_{\text{parallèle}})_{\max}|_{\gamma}}{(P_{\text{parallèle}})_{\max}|_{\gamma_{\text{standard}}}} \approx \frac{1 - (\gamma_{\text{standard}})^{1/\sqrt{2}}}{1 - \gamma_{\text{standard}}} \approx \frac{1 - (1 + \ln(\gamma_{\text{standard}}))}{1 - \left(1 + \frac{1}{\sqrt{2}} \ln(\gamma_{\text{standard}})\right)} \approx \sqrt{2} \quad (3.95)$$

La Figure 3.32 représente le gain de puissance obtenu par l'utilisation d'une capacité intermédiaire. Ce gain est assez sensible aux écarts d'adaptation (plus que le

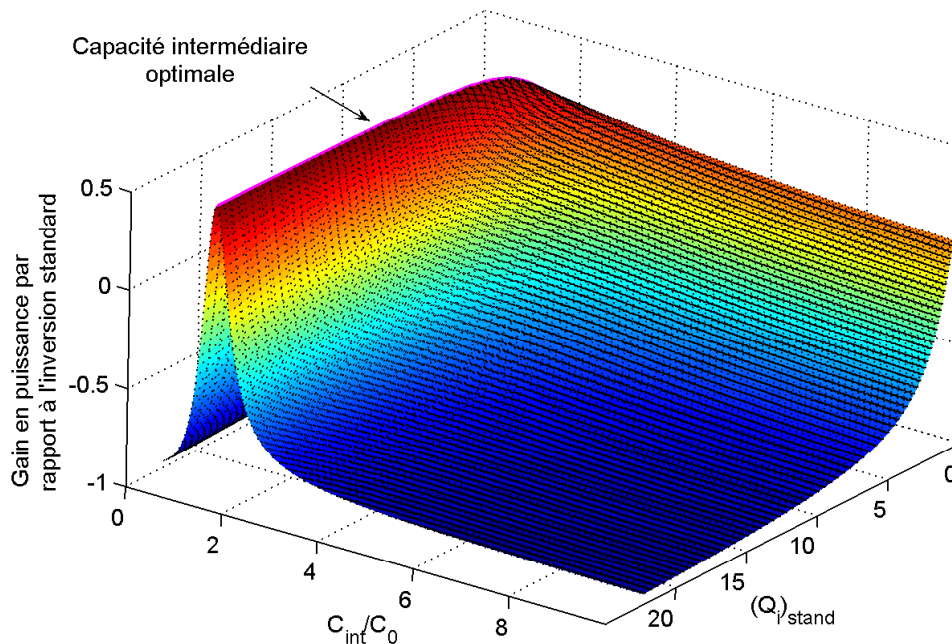


Figure 3.32 – Gain en terme de puissance maximale récupérée par le SSHI parallèle en fonction de la capacité intermédiaire (normalisée par rapport à la capacité bloquée de l'élément piézoélectrique) et du facteur de qualité du cas standard

gain d'inversion), et est quasi-constant lorsque la capacité intermédiaire est adaptée (le terme $1/(1 - \gamma)$ étant très proche de 1 pour des valeurs d'inversions faibles).

3.4.4 Validation expérimentale

Le but de cette partie est de vérifier expérimentalement le fonctionnement de l'inversion par capacité intermédiaire, *via* son application à la récupération d'énergie. La structure utilisée est la même que celle présentée dans la partie 3.3.2 (petite poutre encastrée-libre avec un insert), dont les paramètres sont rappelés dans le Tableau 3.8. De légers changements apparaissent par rapport aux précédentes mesures, et sont expliqués par de petites dérives dues aux conditions environnementales et au vieillissement. De plus, afin de ne pas avoir un effet d'amortissement significatif, la structure est excitée légèrement hors de sa résonance. La valeur de la capacité intermédiaire est choisie telle que la puissance récupérée soit maximale.

Les résultats ainsi obtenus sont présentés dans la Figure 3.33, qui montre l'efficacité du dispositif d'inversion à l'aide d'une capacité intermédiaire. Les résultats obtenus lors de l'utilisation de cette technique sont cependant légèrement inférieurs aux prédictions théoriques, ce qui s'explique par une capacité intermédiaire légèrement désadaptée, mais surtout par l'ajout d'une résistance série du fait de l'emploi d'un commutateur supplémentaire par rapport à l'inversion classique.

Néanmoins, l'utilisation de la capacité intermédiaire permet de passer d'un gain expérimental en puissance par rapport à la technique standard de 7.8 (avec le SSHI parallèle classique) à un gain de 10.2 avec la même inductance. D'un point de vue de l'inversion, on passe d'un facteur classique de 0.74 à un coefficient équivalent de 0.8 avec la capacité intermédiaire.

Les formes d'ondes obtenues lorsque que l'inversion se fait au travers de la capacité intermédiaire sont illustrées dans la Figure 3.34. On peut ainsi remarquer l'inversion en deux temps, qui permet de limiter les pertes Joules et donc d'avoir une meilleure gestion de l'énergie. On notera également qu'après l'inversion, la tension résiduelle aux bornes de la capacité intermédiaire est annulée (en court-circuitant cette capacité pendant un bref instant), afin de ne pas perturber l'inversion suivante.

Paramètre	Valeur
Fréquence de vibration f_0	98 Hz
Facteur de force α	0.2 mN.V ⁻¹
Capacité bloquée C_0	30 nF
Amplitude de vibration u_M	250 μ m
Facteur d'inversion en SSHI parallèle classique (une inversion) γ	0.74

Tableau 3.8 – Paramètres expérimentaux de la double inversion appliquée à la récupération d'énergie

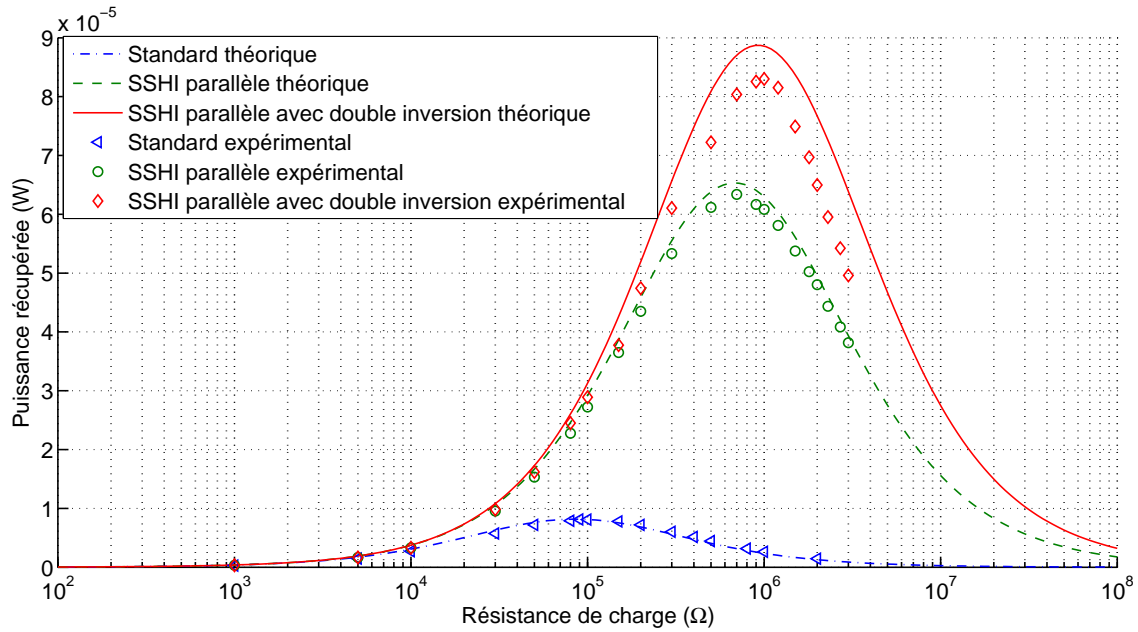


Figure 3.33 – Résultats expérimentaux de la double inversion appliquée à la récupération d'énergie

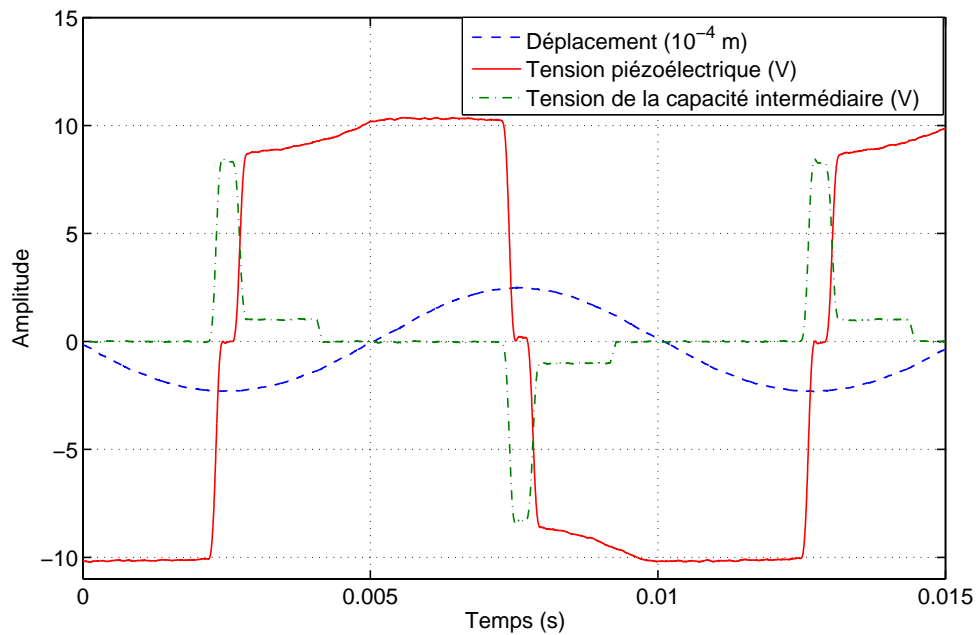


Figure 3.34 – Formes d'ondes expérimentales de la double inversion appliquée à la récupération d'énergie

Ainsi l'utilisation d'un réservoir d'énergie intermédiaire permet de limiter les pertes résistives lors de la commutation. Dès lors on pourrait également imaginer une commutation à N étages pour réduire encore ces pertes, conduisant à des formes d'ondes proches de celles d'un hacheur. Cependant, les pertes de commutation (négligeables dans la structure à 1 étage présentée ici) seraient à prendre en compte afin de réellement optimiser l'inversion.

On peut également noter que dans le cas de la récupération d'énergie, le réservoir électrostatique intermédiaire (c'est-à-dire la capacité) peut être utilisé dans l'étage d'extraction de l'énergie plutôt que dans l'étage de commutation, découplant ainsi extraction et stockage pour des performances accrues.

3.5 Récupération par double commutation - La technique DSSH

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que l'ajout d'une capacité intermédiaire dans le circuit de commutation permet d'améliorer l'inversion et par conséquent conduit à un amortissement plus important dans le cas des techniques SSD, ou à un gain de puissance récupérée pour les techniques SSHI.

On propose ici d'utiliser le réservoir d'énergie électrostatique intermédiaire dans l'étage d'extraction de l'énergie plutôt que dans l'étage de commutation, conduisant au concept de *Double Synchronized Switch Harvesting* (DSSH).

Contrairement aux précédents paragraphes qui présentaient des techniques d'amélioration des architectures existantes^{3.34}, il sera proposé ici une nouvelle technique de récupération d'énergie.

3.5.1 Principes

Le principe du DSSH consiste en une combinaison des architectures SSHI série et SECE, comme illustré dans la Figure 3.35. L'élément piézoélectrique est laissé en circuit ouvert (Figure 3.36a) jusqu'à ce que la tension ou le déplacement atteigne un extremum. L'élément piézoélectrique est alors connecté à la capacité intermédiaire *via* L_1 et le pont de diodes (Figure 3.36b), transférant une partie de l'énergie électrostatique de C_0 à C_{int} selon un schéma analogue à celui du SSHI série. Une fois

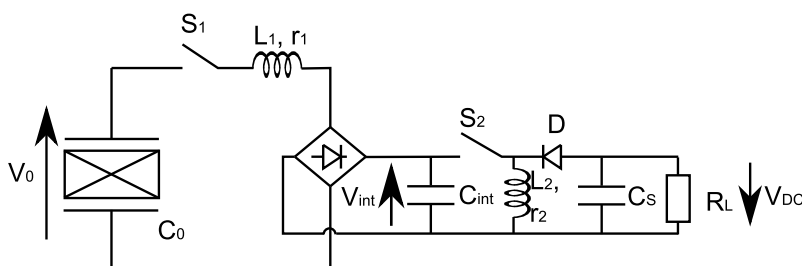


Figure 3.35 – Schéma de principe de la technique DSSH

3.34. mis à part le SSHI-MR qui est une architecture à part entière

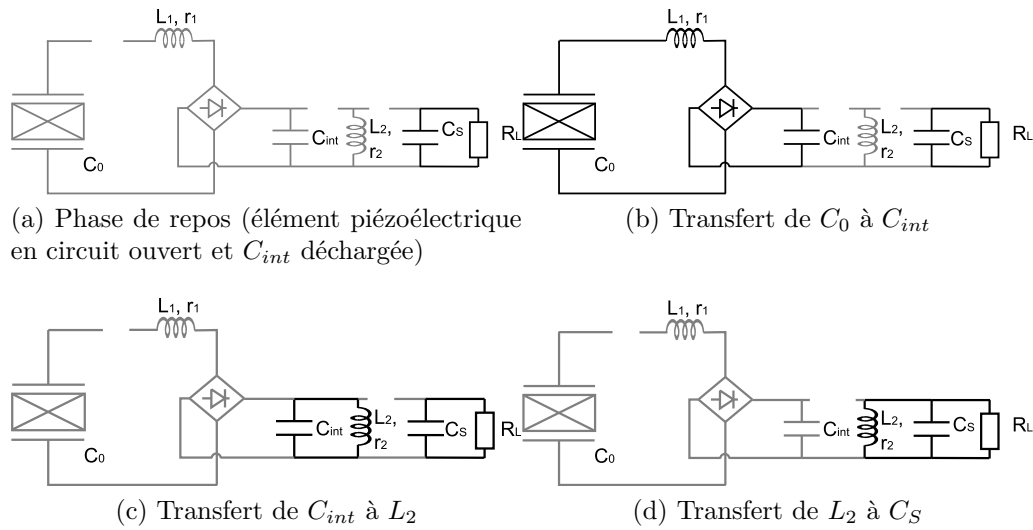


Figure 3.36 – Principe de l'extraction d'énergie avec la technique DSSH

le transfert terminé, S_1 est ouvert et l'architecture SECE est activée par la fermeture du commutateur S_2 , ce qui conduit au transfert de l'énergie stockée sur C_{int} vers l'inductance L_2 , qui stocke cette énergie sous forme magnétique (Figure 3.36c). Enfin, lorsque toute l'énergie de C_{int} est transférée à L_2 , S_2 est ouvert, et l'énergie de L_2 est transférée à la capacité de stockage C_S (Figure 3.36d). D'un point de vue temporel, ces trois dernières opérations sont assez rapides comparées à la première étape.

3.5.2 Développement théorique

Cette partie propose un développement analytique en vue de pouvoir déterminer théoriquement les puissances qu'on peut espérer récupérer avec la technique DSSH. Contrairement au développement du SSHI série, la tension de la capacité intermédiaire ne pourra être considérée comme constante, la capacité étant initialement déchargée lors de la phase d'extraction d'énergie. Par contre, on considèrera toujours la tension V_{DC} aux bornes de la charge R_L constante.

Les développements suivants se feront en considérant quatre cas distincts. Tout d'abord on s'intéressera à une seule commutation afin de poser les bases des développements suivants, qui consistent en un déplacement sinusoïdal d'amplitude constante, une force d'excitation monochromatique d'amplitude constante à la fréquence de résonance, et enfin une commutation indépendante. Ce dernier cas peut être utile dans le cas d'une excitation non déterministe, où le maximum d'énergie doit être récupérée lors de chaque transfert.

Pour représenter le comportement de la structure, on considèrera ici le modèle masse-ressort-amortisseur à un degré de liberté développé en annexe A, représenté par la Figure 3.37 et dont le jeu d'équations est rappelé par l'expression (3.96), avec u le déplacement en un point donné de la structure, et V et I la tension aux bornes de l'insert et le courant sortant de l'élément piézoélectrique, respectivement. M , C et K_E sont définis comme la masse dynamique, le coefficient d'amortissement

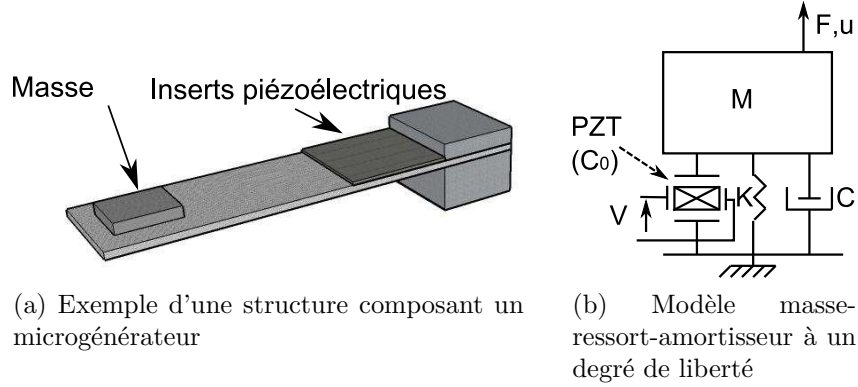


Figure 3.37 – Modélisation mécanique d'un microgénérateur

structural et la raideur en court-circuit. α et C_0 sont respectivement donnés comme le facteur de force et la capacité bloquée de l'insert piézoélectrique.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (3.96)$$

Commutation unique

Lorsque l'élément piézoélectrique est connecté à C_{int} (Figure 3.36b), on obtient, de manière analogue au paragraphe précédent, l'équation électrique (3.97) régissant la charge q_0 sur l'élément actif, conduisant à l'expression de la dérivée de q_0 ^{3.35} (3.98), où V_0 est la tension piézoélectrique initiale. Après ce premier transfert, le nombre de charges Δq_0 ayant circulées est par conséquent donné par l'expression (3.99), avec γ_0 le facteur d'inversion défini par la relation (3.100). À partir de l'expression (3.99) donnant le nombre de charges ayant transitées dans le circuit il est ainsi possible d'exprimer les tensions finales aux bornes de l'élément piézoélectrique et de la capacité intermédiaire selon les relations respectives (3.101) et (3.102). Par conséquent l'énergie W_{int} transférée à la capacité intermédiaire est donnée par l'expression (3.102).

$$L_1 \ddot{q}_0 + r_1 \dot{q}_0 + \frac{C_{int} + C_0}{C_{int} C_0} q_0 = 0 \quad (3.97)$$

$$\dot{q}_0 = -\frac{C_0 C_{int}}{C_0 + C_{int}} V_0 \frac{\omega_{sw}}{\sqrt{1 - \xi_{sw}^2}} e^{-\omega_{sw} \xi_{sw} t} \sin(\omega_{sw} \sqrt{1 - \xi_{sw}^2} t) \quad (3.98)$$

$$\text{avec } \omega_{sw} = \sqrt{\frac{C_0 + C_{int}}{L_1 C_0 C_{int}}} \text{ et } \xi_{sw} = \frac{1}{2} r_1 \sqrt{\frac{C_0 C_{int}}{L_1 (C_0 + C_{int})}}$$

$$\Delta q_0 = \int_0^{\pi / (\omega_{sw} \sqrt{1 - \xi_{sw}^2})} \dot{q}_0 dt = -\frac{C_0 C_{int}}{C_0 + C_{int}} (1 + \gamma_0) V_0 \quad (3.99)$$

3.35. inverse du courant I

$$\gamma_0 = e^{-\pi\xi_{sw}/\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \quad (3.100)$$

$$(V_{C_0})_{fin} = V_0 + \frac{\Delta q_0}{C_0} = \left(1 - \frac{C_{int}}{C_0 + C_{int}}(1 + \gamma_0)\right) V_0 \quad (3.101)$$

$$(V_{C_{int}})_{fin} = -\frac{\Delta q_0}{C_{int}} = \frac{C_0}{C_0 + C_{int}}(1 + \gamma_0)V_0 \quad (3.102)$$

$$W_{int} = \frac{1}{2}C_{int} (V_{C_{int}})_{fin}^2 = \frac{1}{2}C_{int} \left(\frac{C_0}{C_0 + C_{int}}(1 + \gamma_0)V_0\right)^2 \quad (3.103)$$

Une fois cette énergie transférée à C_{int} , la prochaine étape consiste à passer cette énergie sous forme magnétique à L_2 . L'équation régissant le courant \dot{q}_{int} dans L_2 s'obtient de manière analogue au cas précédent, ce qui conduit à la relation (3.104) et donc donne l'expression de \dot{q}_{int} (3.105). À la fin du processus de transfert (\dot{q}_{int} maximale) et en considérant de faibles pertes ($\xi_{int} \ll 1$), le courant final $(\dot{q}_{int})_{fin}$ peut alors être approché par l'expression (3.106).

$$L_2\ddot{q}_{int} + r_2\dot{q}_{int} + \frac{q_{int}}{C_{int}} = 0 \quad (3.104)$$

$$\dot{q}_{int} = C_{int} (V_{C_{int}})_{fin} \frac{\omega_{int}}{\sqrt{1-\xi_{int}^2}} e^{-\omega_{int}\xi_{int}t} \sin(\omega_{int}\sqrt{1-\xi_{int}^2}t) \quad (3.105)$$

$$\text{avec } \omega_{int} = \sqrt{\frac{1}{L_2C_{int}}} \text{ et } \xi_{sw} = \frac{1}{2}r_2\sqrt{\frac{C_{int}}{L_2}}$$

$$(\dot{q}_{int})_{fin} \approx C_{int} (V_{C_{int}})_{fin} \omega_{int} e^{-\xi_{int}\pi/2} \quad (3.106)$$

Enfin, le dernier processus réside dans le transfert de l'énergie de L_2 à la capacité de stockage C_S . On considèrera ici que la tension V_{DC} aux bornes de la charge R_L est constante^{3.36}, et que la chute de tension $r_2(\dot{q}_{int})_{fin}$ induite aux bornes de la résistance de fuite r_2 de L_2 est négligeable devant V_{DC} .

Dès lors, le circuit électrique formé par l'inductance et sa résistance série est un premier ordre r_2L régi par l'équation (3.107), où q_S est la charge de la capacité de stockage C_S . L'intégration de cette équation conduit au nombre de charge Δq_S ayant circulées à la fin du processus de transfert (annulation du courant \dot{q}_S) donné par l'expression (3.108). Par conséquent si l'on considère la chute de tension aux bornes de r_2 très petite devant V_{DC} , le développement limité au second ordre du logarithme conduit à l'expression approchée de Δq_S donnée par (3.109).

$$L_2\ddot{q}_S + r_2\dot{q}_S = -V_{DC} \text{ avec } \dot{q}_S(0) = (\dot{q}_{int})_{fin} \quad (3.107)$$

3.36. En d'autres termes, la constante de temps $R_L C_S$ est très grande devant les autres constantes de temps mises en jeu.

$$\Delta q_S = \frac{L_2}{r_2} (\dot{q}_{int})_{fin} - \frac{V_{DC} L_2}{r_2^2} \ln \left(1 + \frac{r_2 (\dot{q}_{int})_{fin}}{V_{DC}} \right) \quad (3.108)$$

$$\Delta q_S \approx \frac{1}{2} \frac{L_2}{V_{DC}} (\dot{q}_{int})_{fin}^2 \quad (3.109)$$

L'énergie récoltée W_{cycle} lors d'une seule phase de récupération est alors donnée par l'expression (3.110), qui peut encore s'écrire selon la relation (3.111) en utilisant (3.102), (3.106) et (3.109). γ_C est le rendement de l'étage (L_2, r_2) défini selon (3.112). Les expressions de l'énergie récupérée (3.110) et (3.111) montrent ainsi que sous les conditions précédemment définies l'énergie récoltée est indépendante de la tension V_{DC} et donc de la charge R_L connectée au microgénérateur.

$$W_{cycle} = \int V_{DC} \dot{q}_S dt = V_{DC} \Delta q_S \quad (3.110)$$

$$W_{cycle} = \frac{1}{2} \gamma_C C_{int} (V_{C_{int}})_{fin}^2 = \frac{1}{2} \gamma_C C_{int} \left(\frac{C_0}{C_0 + C_{int}} (1 + \gamma_0) V_0 \right)^2 \quad (3.111)$$

$$\gamma_C = e^{-\xi_{int} \pi} \quad (3.112)$$

À amplitude de vibration constante

Dans cette partie on considèrera que le système mécanique n'est pas affecté par le processus d'extraction d'énergie. On se propose alors de déterminer théoriquement la puissance fournie par le microgénérateur. On définit également x comme le rapport des capacités C_{int} et C_0 selon (3.113).

$$x = \frac{C_{int}}{C_0} \quad (3.113)$$

Avec cette notation, les tensions finales après le premier processus de transfert s'expriment selon (3.114). En considérant la forme d'onde de la tension piézoélectrique donnée par la Figure 3.38, on déduit l'expression de la tension initiale V_0 selon (3.115). Par conséquent l'énergie récupérée sur un seul cycle d'extraction s'exprime à partir de la relation (3.111), ce qui conduit à l'expression (3.116).

$$\begin{cases} (V_{C_0})_{fin} = \left(1 - \frac{x}{1+x} (1 + \gamma_0) \right) V_0 \\ (V_{C_{int}})_{fin} = \frac{1}{1+x} (1 + \gamma_0) V_0 \end{cases} \quad (3.114)$$

$$V_0 = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M - (V_{C_0})_{fin} \Rightarrow V_0 = 2 \frac{1+x}{2+x(1-\gamma_0)} \frac{\alpha}{C_0} u_M \quad (3.115)$$

$$W_{cycle} = 2 \gamma_C x \left(\frac{1 + \gamma_0}{2 + x(1 - \gamma_0)} \right)^2 \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (3.116)$$

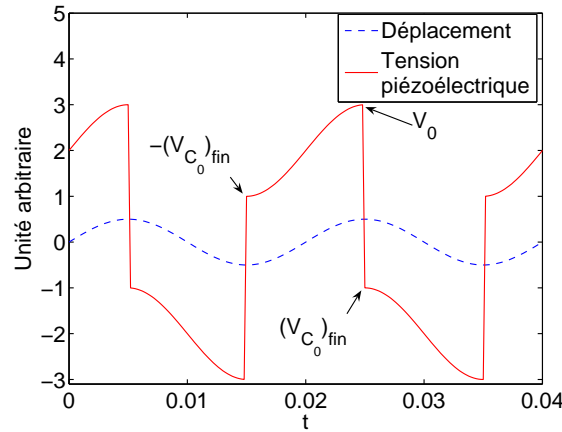


Figure 3.38 – Formes d’ondes de la tension piézoélectrique et du déplacement en utilisant la technique DSSH

La valeur optimale de x s’obtient en annulant la dérivée selon x de l’expression (3.116), ce qui conduit à la valeur optimale x_{opt} de x donnée par l’équation (3.117). L’énergie récupérée par cycle ainsi que la puissance délivrée par le microgénérateur sont alors respectivement données par les expressions (3.118) et (3.119), avec f_0 la fréquence de vibration de la structure.

$$x_{opt} = \frac{2}{1 - \gamma_0} \quad (3.117)$$

$$(W_{cycle})_{opt} = \gamma_C \frac{1}{4} \frac{(1 + \gamma_0)^2}{1 - \gamma_0} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (3.118)$$

$$(P_{cycle})_{opt} = 2f_0 (W_{cycle})_{opt} = f_0 \gamma_C \frac{1}{2} \frac{(1 + \gamma_0)^2}{1 - \gamma_0} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (3.119)$$

À amplitude d’excitation constante

Comme nous l’avons vu précédemment, convertir de l’énergie vibratoire d’une structure électromécanique réduit l’énergie mécanique effective, surtout si celle-ci est fortement couplée, très peu amortie, et excitée sur l’une de ses fréquences de résonance. Ici on ne négligera pas l’effet d’amortissement engendré par la récupération d’énergie. De plus, plutôt que de s’intéresser à la puissance récupérée, on se focalisera plus sur la puissance extraite de la structure.

D’un point de vue purement mécanique, la technique DSSH se comporte exactement comme la technique d’amortissement SSDI, mais avec un facteur d’inversion Γ modifié dont l’expression est donnée par (3.120). Par conséquent, l’expression de l’amplitude de déplacement u_M est donnée par la relation (3.121), en considérant que le système est faiblement amorti^{3.37} et excité sur l’une de ses fréquence de résonance f_{res} par une force d’amplitude F_M .

3.37. Force et vitesse sont alors en phase.

$$\Gamma = -\frac{1 - x\gamma_0}{1 + x} \quad (3.120)$$

$$u_M = \frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}} = \frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1+\gamma_0}{2+x(1-\gamma_0)} x} \quad (3.121)$$

La puissance extraite P_{extr} lors du processus de transfert est donnée par la relation (3.122), avec V_0 la tension avant commutation dont l'expression s'obtient par la relation (3.123). Cette équation, combinée à l'expression de l'amplitude du déplacement (3.121), conduit alors à la valeur de la puissance donnée par (3.124) en fonction du produit du coefficient de couplage global au carré k^2 par le facteur de qualité mécanique Q_M dont l'expression est donnée par (3.125).

$$P_{extr} = C_0 f_{res} (1 - \Gamma^2) V_0^2 \quad (3.122)$$

$$V_0 = \frac{\alpha}{C_0} u_M + \Gamma V_0 \Rightarrow V_0 = 2 \frac{\alpha}{(1 - \Gamma) C_0} u_M \quad (3.123)$$

$$P_{extr} = \frac{2}{\pi} x \frac{1 + \gamma_0}{2 + x(1 - \gamma_0)} \left(\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} x \frac{1 + \gamma_0}{2 + x(1 - \gamma_0)} k^2 Q_M} \right) k^2 Q_M \frac{F_M^2}{C} \quad (3.124)$$

$$k^2 Q_M = \frac{\alpha^2}{2\pi f_{res} C C_0} \quad (3.125)$$

La valeur optimale de x s'obtient de manière analogue à la partie précédente en annulant la dérivée de l'expression (3.124), ce qui conduit à la relation (3.126). Cependant cette expression devient négative lorsque $k^2 Q_M \leq \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0}$, et dans ce cas la valeur optimale de x est donnée par $x_{opt} = \infty$. Par conséquent, la maximisation de l'extraction d'énergie conduit à la définition de x_{opt} selon (3.127), ce qui donne les expressions respectives de la puissance extraite et de l'amplitude de déplacement (3.128) et (3.129).

$$x_{opt} = \frac{2\pi}{\pi(\gamma_0 - 1) + 4k^2 Q_M (1 + \gamma_0)} \quad (3.126)$$

$$\begin{cases} x_{opt} = \infty & \text{pour } k^2 Q_M \leq \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \\ x_{opt} = \frac{2\pi}{\pi(\gamma_0 - 1) + 4k^2 Q_M (1 + \gamma_0)} & \text{pour } k^2 Q_M > \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \end{cases} \quad (3.127)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (P_{extr})_{opt} = \frac{2\pi k^2 Q_M (1 - \gamma_0^2)}{\left(\pi(1 - \gamma_0) + 4k^2 Q_M(1 + \gamma_0)\right)^2} \frac{F_M^2}{C} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \\ (P_{extr})_{opt} = \frac{F_M^2}{8C} \quad \text{pour } k^2 Q_M > \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \end{array} \right. \quad (3.128)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (u_M)_{opt} = \frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma_0}{1 - \gamma_0} k^2 Q_M} \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad \text{pour } k^2 Q_M \leq \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \\ (u_M)_{opt} = \frac{1}{2} \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad \text{pour } k^2 Q_M > \frac{4}{\pi} \frac{1 - \gamma_0}{1 + \gamma_0} \end{array} \right. \quad (3.129)$$

Commutation indépendante

Dans cette partie on cherche à maximiser l'énergie récupérée sur la capacité intermédiaire^{3.38} lorsqu'une seule commutation est envisagée, et donc indépendamment de V_0 . Ceci traduit typiquement où il faut récupérer l'énergie le plus rapidement possible à partir de vibrations aléatoires.

En annulant la dérivée de l'équation (3.103), on obtient $x_{opt} = 1$, ce qui conduit à l'égalité des capacités C_{int} et C_0 . Par conséquent l'énergie récupérée ($W_{indép}$) sur la capacité intermédiaire par cycle de commutation est donnée par l'expression (3.130). Le rendement η_{opt} entre énergie récoltée et énergie électrostatique disponible est donc donné par la relation (3.131) et varie de 25% pour $\gamma_0 = 0$ à 100% lorsque $\gamma_0 = 1$.

$$(W_{indép}) = \frac{C_0}{8} (1 + \gamma_0)^2 V_0^2 \quad (3.130)$$

$$\eta_{opt} = \frac{(1 + \gamma_0)^2}{4} \quad (3.131)$$

3.5.3 Comparaison théorique

Cette partie propose une discussion théorique des performances du DDSH ainsi qu'une comparaison avec les autres techniques de récupération d'énergie, notamment le SECE dont se rapproche le plus le DSSH (du fait de son indépendance avec la charge).

3.38. On rappelle que le rapport entre énergie récupérée par cycle et énergie finale sur la capacité intermédiaire est donné par le rendement du convertisseur γ_C , qui est constant dans les conditions considérées.

À amplitude de vibration constante

À amplitude de vibration constante, l'énergie récupérée normalisée par rapport à la technique standard est représentée dans la Figure 3.39. Cette Figure montre que l'énergie récupérée est une fonction croissante de γ_0 , et le gain par rapport à la technique standard est de l'ordre d'un ordre de grandeur pour des valeurs de γ_0 importantes ($\gamma_0 = 0.85$). La robustesse par rapport à des dérives du rapport des capacités montre également de bonnes performances, avec une bande passante en termes de capacités couvrant environ 1.5 décades.

La comparaison avec les techniques standard et SECE est illustrée dans la Figure 3.40 en fonction de la tension de sortie du microgénérateur. Cette Figure expose clairement les performances que l'on peut attendre du DSSH, qui présente le grand avantage d'être indépendant de la charge ou de la tension de sortie à l'instar du SECE, tout en délivrant une puissance 50% plus importante. Ceci s'explique par le découplage de la partie extraction d'énergie et de la partie stockage d'énergie tout en tirant profit de l'inversion, qui permet une augmentation de la tension importante. En effet, le secret du DSSH tient au fait qu'il est possible, *via* la capacité intermédiaire, de contrôler le compromis entre augmentation de la tension piézoélectrique et quantité d'énergie récupérée, ce qui n'est pas le cas des autres techniques de récupération.

À excitation d'amplitude constante

La maîtrise du compromis entre augmentation de la tension et récupération d'énergie se traduit également par la maîtrise du compromis entre amortissement et extraction d'énergie dans le cas où l'effet d'amortissement est pris en compte.

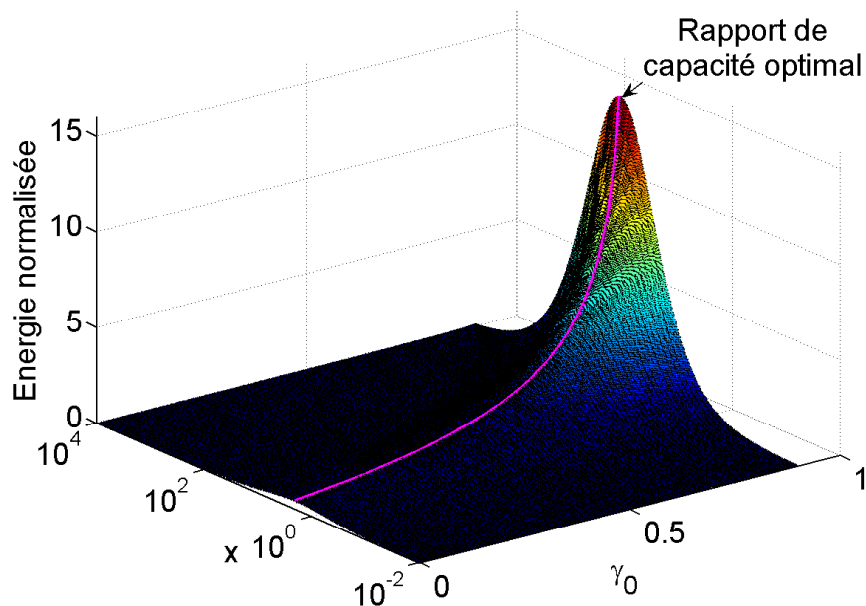


Figure 3.39 – Énergie récupérée par la technique DSSH à amplitude de vibration constante (normalisée par rapport à l'énergie maximale fournie par la technique standard - $\gamma_C = 0.85$)

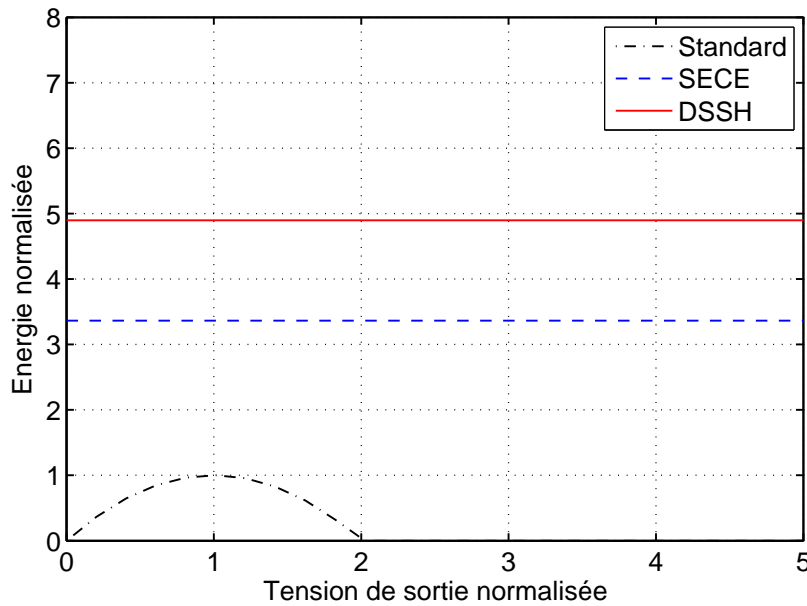


Figure 3.40 – Comparaison des énergies récupérées à amplitude de vibration constante (normalisée par rapport à l'énergie maximale fournie par la technique standard - $\gamma_0 = 0.74$ et $\gamma_C = 0.85$)

La Figure 3.41 illustre la puissance récupérée en fonction du rapport de la capacité optimale et du produit k^2Q_M ^{3.39}. Cette Figure montre que l'utilisation de la capacité optimale permet de suivre le maximum de puissance. Particulièrement, lorsque k^2Q_M est supérieur à la limite $\frac{4}{\pi} \frac{1-\gamma_0}{1+\gamma_0}$, la capacité optimale est une fonction décroissante de k^2Q_M et la puissance extraite est constante. Lorsque k^2Q_M est inférieur à cette limite, la capacité optimale est la plus grande possible et la puissance extraite est une fonction croissante de k^2Q_M . Dans ce cas précis, la technique est équivalente d'un point de vue mécanique à la technique d'amortissement SSDI.

La robustesse par rapport à des dérives du rapport des capacités est similaire à celle obtenue dans le cas de vibrations d'amplitude constante. Cependant, pour de faibles valeurs de k^2Q_M , cette robustesse est bien plus importante.

La comparaison avec les techniques standard et SECE est illustrée par la Figure 3.42, qui montre clairement que la technique DSSH permet d'extraire de l'énergie bien plus rapidement que toutes les autres techniques (y compris SSHI non représentées ici^{3.40}) pour se stabiliser vers la puissance limite $F_M^2/(8C)$ commune à toutes les techniques. De plus, le fait de pouvoir adapter la capacité intermédiaire pour qu'elle ait une valeur optimale permet de ne pas avoir de décroissance de puissance pour les fortes valeurs de k^2Q_M , contrairement au cas du SECE. Ceci s'explique par la maîtrise du compromis amortissement/extraction d'énergie.

3.39. La valeur de γ_0 est différente de celle utilisée précédemment afin de refléter les conditions expérimentales, comme cela était déjà le cas dans la partie précédente.

3.40. On rappelle que le SECE extrait l'énergie plus vite que le SSHI pour des coefficients d'inversion réalistes comme exposé dans le Paragraphe 3.1.

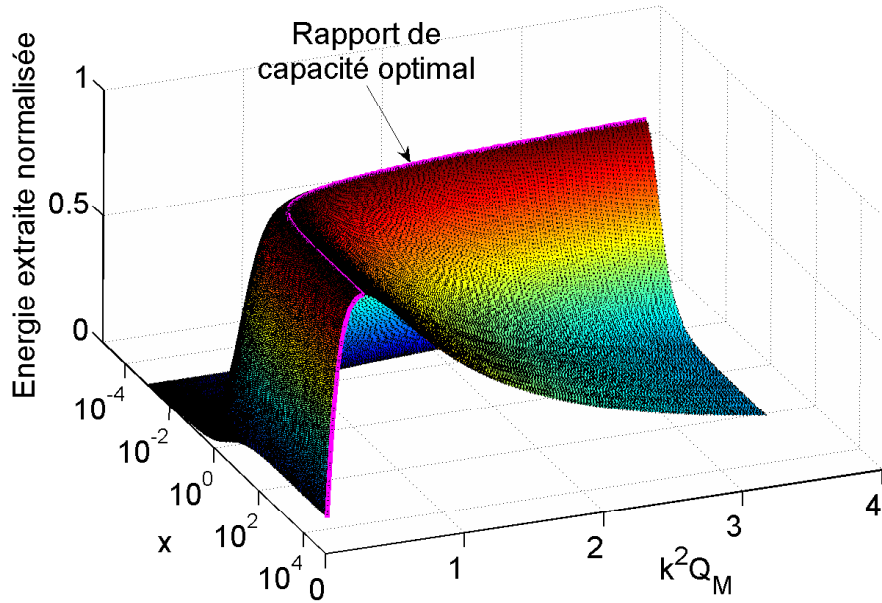


Figure 3.41 – Énergie extraite par la technique DSSH à amplitude d'excitation constante (normalisée par rapport à la puissance limite $P_{lim} = F_M^2 / (8C) - \gamma_0 = 0.5$)

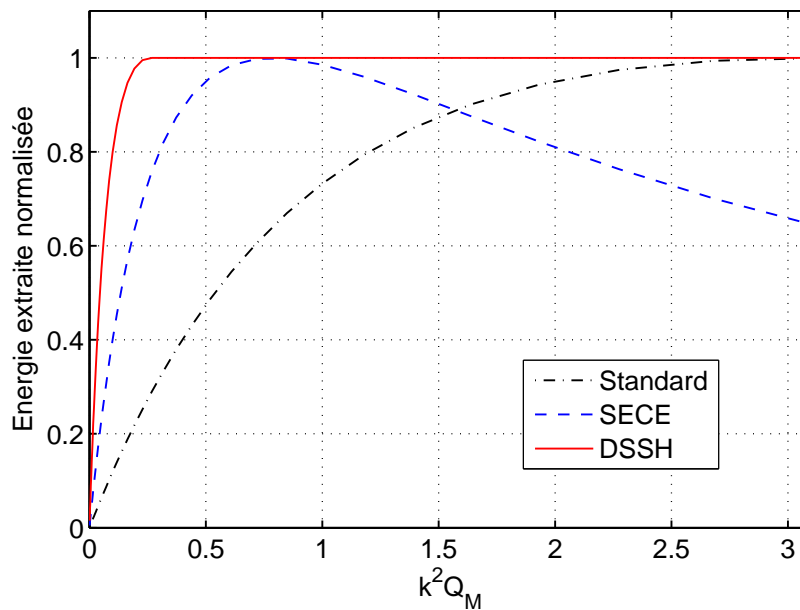


Figure 3.42 – Comparaison des énergies maximales extraites à amplitude d'excitation constante (normalisées par rapport à la puissance limite $P_{lim} = F_M^2 / (8C) - \gamma_0 = 0.5$)

Commutation indépendante

Le rendement lorsque la technique est utilisée pour la récupération d'énergie sur un cycle indépendamment des autres est illustré dans la Figure 3.43. Le rendement est bien entendu une fonction croissante de γ_0 variant de manière quadratique. La robustesse face aux dérives du rapport des capacités est également similaire aux deux cas précédents.

3.5.4 Validation expérimentale et Discussions

On se propose dans cette partie de valider le concept du DSSH en considérant à la fois une amplitude de vibration constante et une amplitude d'excitation constante.

La structure utilisée est la même que celle présentée dans la partie 3.3.2, et les paramètres sont consignés dans le Tableau 3.9. De petites dérives apparaissent par rapport au dispositif expérimental précédent du fait de variations des conditions environnementales. La structure est connectée au circuit DSSH, dont les commutateurs sont contrôlés par une carte d'interfaçage reliée à un ordinateur.

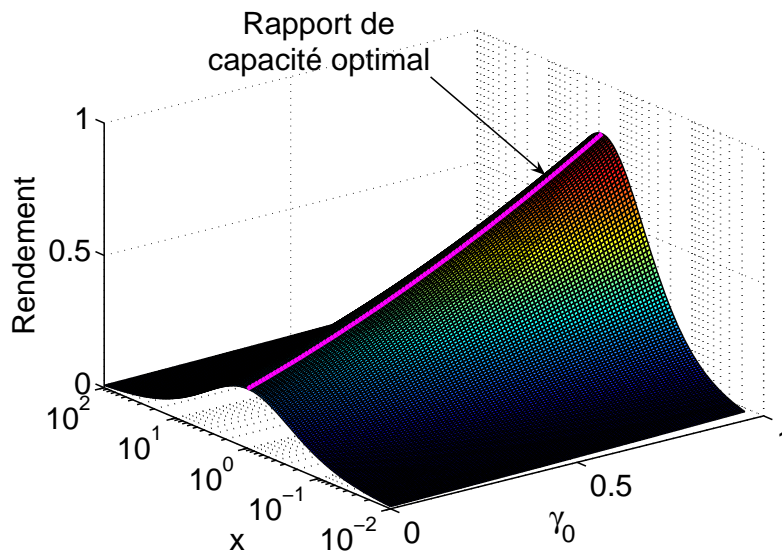


Figure 3.43 – Rendement lors d'une commutation indépendante

Paramètre	Valeur
Fréquence de résonance et de vibration f_0/f_{res}	105.3 Hz
Facteur de qualité mécanique Q_M	30
Facteur de force α	0.18 mN.V ⁻¹
Capacité bloquée C_0	30 nF
Coefficient de couplage initial k	6%

Tableau 3.9 – Paramètres expérimentaux de la technique DSSH

À amplitude de vibration constante

On se propose ici de mesurer la puissance délivrée par le DSSH, ainsi que celles de la technique standard et du SECE, lorsque le déplacement en bout de poutre a une amplitude de 2.7 mm . Dans ce cas, la valeur du coefficient d'inversion γ_0 est de 0.74 et le rendement γ_C du convertisseur de 85%. On choisit la capacité intermédiaire de telle sorte qu'elle soit très proche de sa valeur optimale donnée par l'expression (3.117). La puissance est calculée à partir de la tension mesurée sur la résistance de charge, qui est variable (de 100Ω à $1 \text{ M}\Omega$).

Les formes d'ondes obtenues ainsi que les résultats en terme de puissances sont respectivement représentés dans la Figure 3.44 et dans la Figure 3.45. Cette dernière démontre bien les performances du DSSH, permettant une récupération d'énergie relativement importante sur une large gamme de tension sortie, surpassant à la fois la technique standard et le SECE. Cependant, pour des valeurs limites de tension de sortie (et donc de résistance), la puissance récupérée décroît, à la fois pour le SECE et le DSSH. Cette décroissance s'explique d'une part par des courants trop importants à faible résistance ou tension, et d'autre part par la résistance parasite en parallèle avec le condensateur de lissage/stockage C_S qui diminue la puissance effectivement récupérée en modifiant significativement la résistance vue par le condensateur C_S lorsque que la valeur effective de la charge est importante.

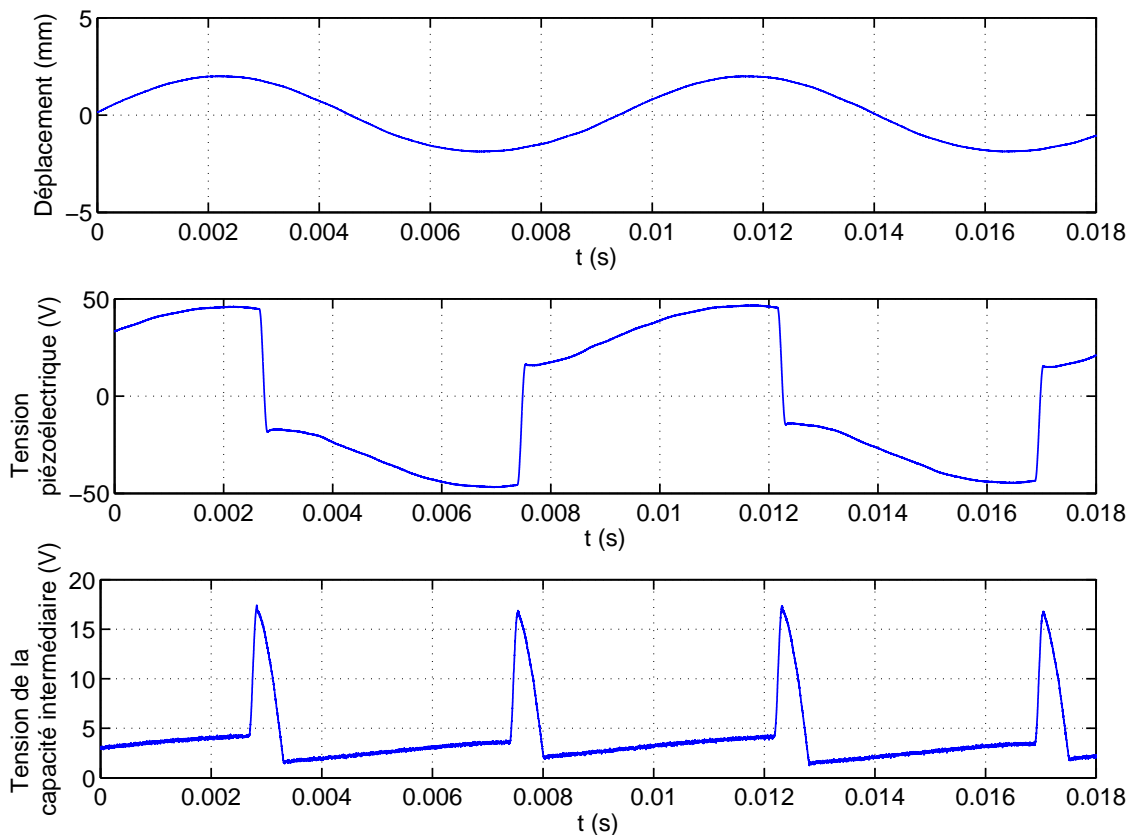


Figure 3.44 – Formes d'ondes expérimentales du DSSH

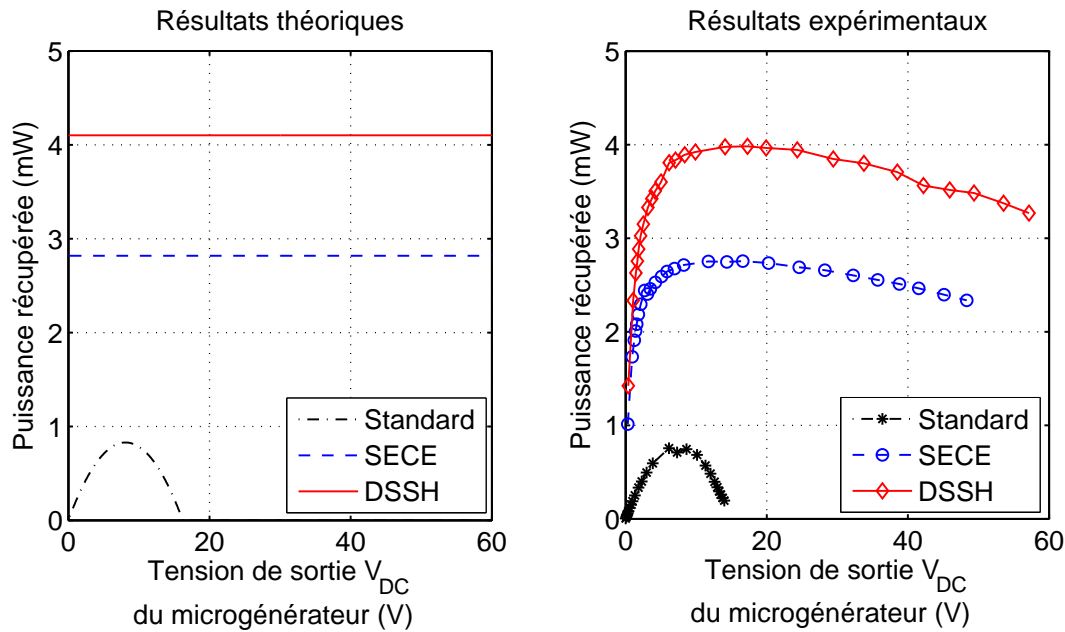


Figure 3.45 – Résultats expérimentaux du DSSH à amplitude de vibration constante

À excitation d'amplitude constante

Dans le cas d'une excitation d'amplitude constante, on se propose de mesurer la puissance maximale extraite de la structure en fonction de $k^2 Q_M$. Ceci est obtenu en se plaçant à la charge optimale pour la technique standard, et à la capacité optimale en DSSH. On pourra noter que lorsque $k^2 Q_M$ est inférieur à la valeur limite $\frac{4}{\pi} \frac{1-\gamma_0}{1+\gamma_0}$, une capacité de $5.5 \mu F$ est utilisée.

Le système est excité par une force d'amplitude constante de $12.5 mN$ à la fréquence de résonance. Le produit $k^2 Q_M$ est modifié par l'ajout de capacités en parallèle avec l'élément piézoélectrique, ce qui a pour effet de diminuer le couplage global effectif. Cependant, la diminution du couplage entraîne fatalement une diminution de la tension, ce qui diminue également le coefficient d'inversion γ_0 du fait de la présence du pont de diodes ramenant une chute tension constante^{3.41}. Dans la suite, on considérera γ_0 constant et valant 0.5.

Les puissances extraites sont calculées en considérant la valeur maximale de la tension piézoélectrique (la puissance perdue dans le pont de diodes est ainsi prise en compte) ainsi que de la valeur de la charge R_L dans le cas de la technique standard, et en considérant les tensions avant et après inversion dans le cas des techniques SECE et DSSH, puis en calculant la différence des énergies électrostatiques à partir des tensions relevées.

Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure 3.46, et montrent une bonne concordance avec les prédictions théoriques. On voit que le DSSH permet d'extraire de l'énergie bien plus rapidement que les autres techniques, pour ensuite se stabiliser à la puissance extraite limite.

On pourra également remarquer que du fait des pertes (quasi-constantes) du

3.41. L'inversion ne se fait alors plus autour de zéro.

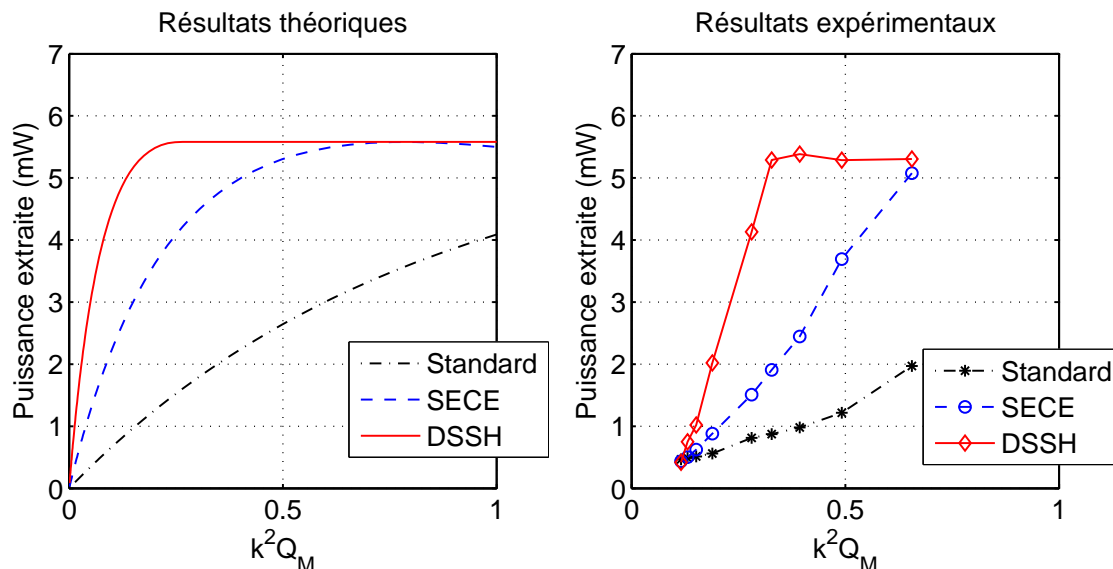


Figure 3.46 – Résultats expérimentaux du DSSH à amplitude d'excitation constante

pont de diodes, les courbes expérimentales sont légèrement décalées vers la droite comparées aux courbes théoriques. Toujours du fait de la tension de seuil, une limite basse de k^2Q_M (approximativement 0.13) apparaît dans les relevés de puissance.

3.5.5 Considérations sur l'implémentation du DSSH

Bien que le DSSH permette un gain significatif en terme de récupération d'énergie (gain en terme de puissance de sortie^{3.42} et indépendance de la charge), la technique nécessite un traitement un peu plus délicat que le SECE ou le SSHI, ainsi qu'un peu plus de composants. De plus, de la même manière que le SSHI série, la structure DSSH souffrent de grosses pertes lors de la première commutation.

Cependant, son auto-alimentation n'est pas chimérique. En effet, étant une combinaison des techniques SSHI série et SECE qui peuvent toutes deux être auto-alimentées, la conception d'une microgénérateur type DSSH auto-alimenté est donc possible. Ainsi, le premier étage est un commutateur SSHI série classique ([RGL07]), et la structure de commutateur présentée en Figure 3.4 est tout à fait adaptée pour le second étage du DSSH (des tests préliminaires sur ce montage ont montré un rendement de l'ordre de 60%). En effet, la détection de l'instant commutation du second interrupteur se fait par la tension de la capacité intermédiaire qui diminue lorsque le processus d'extraction est terminé, du fait des pertes diélectriques.

Les principes, développements et résultats présentés dans ce paragraphe ont été publiés dans [LGP⁺08].

3.42. ou gain en terme d'espace occupé par les éléments actifs pour une même puissance de sortie

3.6 Autres dispositifs de récupération d'énergie

Dans cette partie on exposera d'autres pistes concernant des techniques de récupération d'énergie et des structures de microgénérateurs. On ne considèrera qu'un développement analytique ; les propositions présentées ici n'étant que des éventualités pour un développement futur.

Contrairement aux autres techniques de récupération d'énergie^{3.43}, un premier concept considère un flux bidirectionnel d'énergie (l'étage de stockage peut renvoyer de l'énergie à l'élément actif). Comme l'énergie est fonction du carré de la tension piézoélectrique, un tel traitement permet un bilan énergétique global plus important (dû au double produit) offrant donc une puissance de sortie supérieure à celle du SSHI parallèle pour des paramètres similaires.

La seconde technique présentée dans ce paragraphe utilise à la fois l'isolation galvanique et la possibilité de choisir la résistance optimale (par le rapport de transformation) offertes par la technique SSHI-MR pour créer une architecture hybride SSHI série^{3.44} et parallèle, en ajoutant un élément de commutation en parallèle avec l'insert piézoélectrique. Il sera montré qu'un tel système ne permet pas de gain de puissance comparé au SSHI parallèle (les puissances maximales étant semblables), mais qu'il élargit significativement la bande passante de puissance en fonction de la charge. Cela permet de profiter du gain de puissance des techniques SSHI tout en se rapprochant du SECE en terme d'indépendance à la charge.

3.6.1 Amélioration de la récupération par injection initiale d'énergie

Principes

Si l'on considère l'équation électrique de la piézoélectricité donnée par la relation (3.132), l'énergie électrostatique W_e disponible en circuit ouvert ($D = 0$) lorsque la déformation S est maximale (de valeur S_M) et le champ électrique E initialement nul est donnée par l'expression (3.133), avec v le volume de l'élément actif, et E_M le champ électrique maximal correspondant à S_M .

$$D = \epsilon^S E + eS \quad (3.132)$$

$$W_e = \frac{1}{2} v \epsilon^S E_M^2 = \frac{1}{2} v \frac{e^2}{\epsilon^S} S_M^2 \quad (3.133)$$

Cependant, si l'on donne à E une valeur initiale E_0 , alors cette énergie devient celle donnée par la relation (3.134). Le fait d'imposer une valeur initiale à E nécessite une injection d'énergie W_{init} de valeur (3.135). Par conséquent le bilan énergétique total W_{tot} est donné par la relation (3.136). En comparant cette expression avec la relation (3.133) sans champ électrique initial, on voit que l'énergie disponible est augmentée d'un facteur $veS_M E_0$, du fait du double produit obtenu par la mise au carré du champ E .

3.43. excepté la récupération électrostatique par variation de capacité

3.44. Le SSHI-MR est dérivé d'une telle architecture.

$$W_e|_{E_0} = \frac{1}{2}v\epsilon^S (E_0 + E_M)^2 = \frac{1}{2}v\epsilon^S E_0^2 + \frac{1}{2}v\frac{e^2}{\epsilon^S} S_M^2 + veS_M E_0 \quad (3.134)$$

$$W_{init} = \frac{1}{2}v\epsilon^S E_0^2 \quad (3.135)$$

$$W_{tot} = W_e|_{E_0} - W_{init} = \frac{1}{2}v\frac{e^2}{\epsilon^S} S_M^2 + veS_M E_0 \quad (3.136)$$

D'un point de vue de l'implémentation, on considèrera une architecture de base SECE (permettant un champ électrique initial nul au moment où l'élément piézoélectrique est laissé en circuit ouvert). Afin de pouvoir injecter de l'énergie on ajoute également un pont en H au niveau de l'étage de stockage de l'énergie, conduisant au schéma représenté dans la Figure 3.47.

Le principe des opérations est représenté par la Figure 3.48. En reprenant les notations de la Figure 3.47, lorsque la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique atteint un maximum (*resp.* minimum), l'énergie est récupérée par fermeture du commutateur S_{01} (*resp.* S_{02}). À la fin du processus de récupération, la tension piézoélectrique est nulle, et la phase d'injection d'énergie peut débuter. Lorsque la phase de récupération précédente à été initiée sur une tension positive (*resp.* négative), il faut donc fournir une tension initiale négative (*resp.* positive), ce qui est fait par la fermeture des commutateurs S_{11} et S_{21} (*resp.* S_{21} et S_{22}). Un courant circule alors de la capacité de stockage C_S vers l'élément actif *via* l'inductance L_2 , apportant à l'insert piézoélectrique de l'énergie et changeant par conséquent sa tension initiale (le rôle des diodes D_{11} et D_{12} consiste à arrêter l'injection au bon moment - c'est-à-dire lorsque le courant les transversant s'annule). L'élément piézoélectrique est ensuite laissé en circuit ouvert jusqu'à la prochaine étape de récupération (c'est-

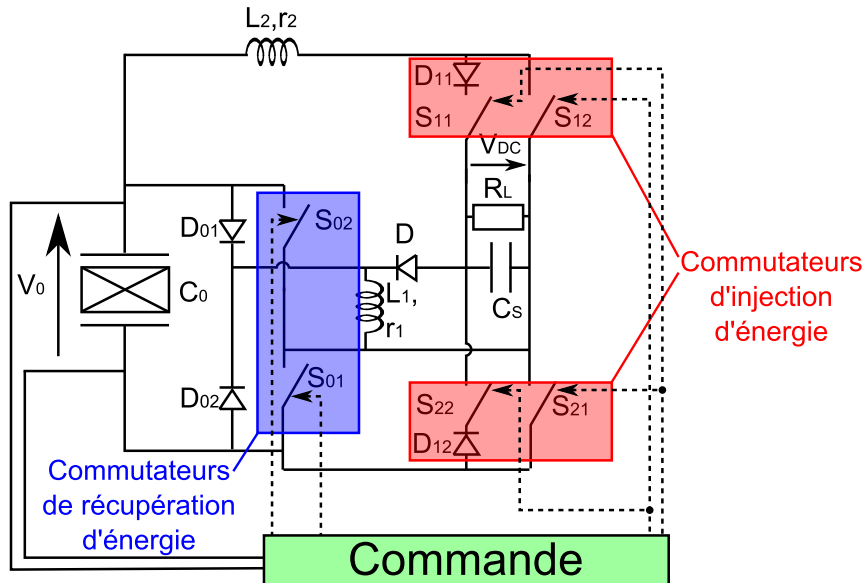


Figure 3.47 – Schéma de principe de la réinjection d'énergie

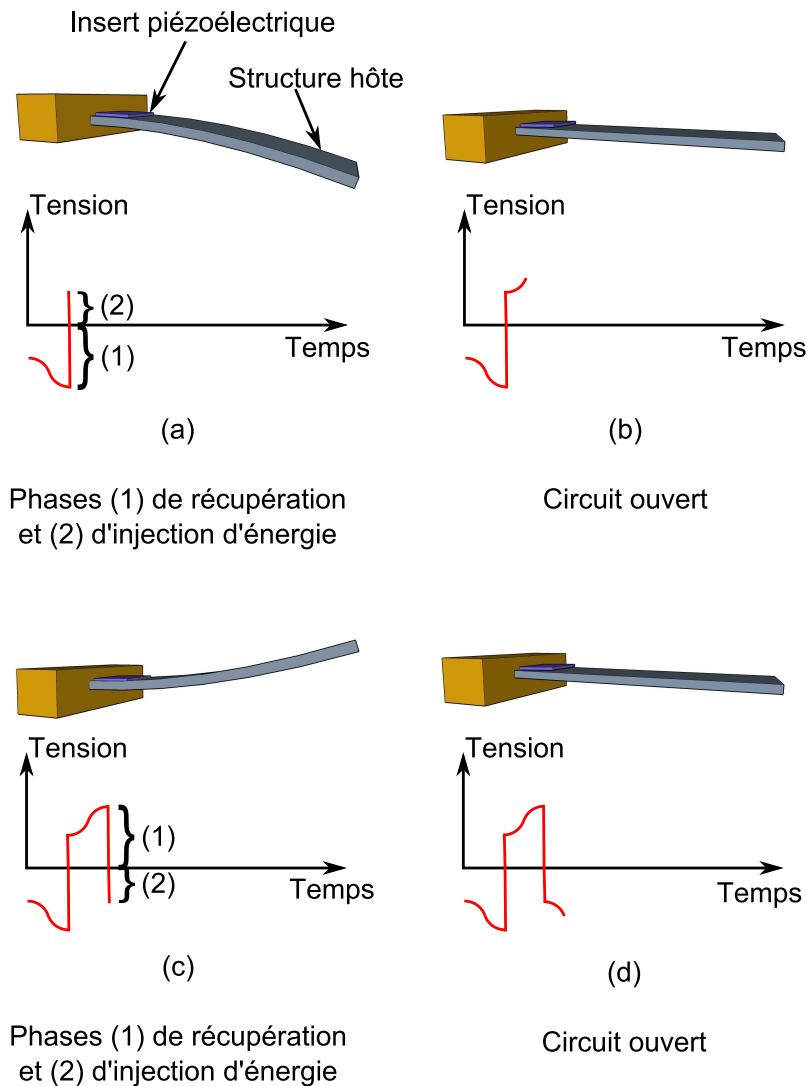


Figure 3.48 – Opérations de la récupération par réinjection d'énergie

à-dire jusqu'à la prochain occurrence d'une extremum de tension/déplacement). On peut remarquer que les formes d'ondes obtenues sont très proches de celles du SSHI série, comme illustré dans la Figure 3.48.

Développement théorique à amplitude vibration constante

En considérant un cycle de récupération-injection en régime établi, l'énergie fournie à l'élément piézoélectrique W_f et l'énergie récupérée W_r sont données par les expressions (3.137), avec γ le coefficient d'inversion de L_2 , γ_C le rendement de la récupération SECE, u_M l'amplitude de vibration et V_{DC} la tension supposée constante aux bornes de la capacité de stockage C_S . Ces énergies sont obtenues en considérant la tension V_{init} après injection d'énergie ainsi que la circulation de charge Δq lors de l'injection, qui valent respectivement $V_{init} = (1 + \gamma)V_{DC}$ et $\Delta q = (1 + \gamma)C_0V_{DC}$.

$$\begin{cases} W_f = (1 + \gamma)C_0V_{DC}^2 \\ W_r = \frac{1}{2}\gamma C_0 \left[2\frac{\alpha}{C_0}u_M + (1 + \gamma)V_{DC} \right]^2 \end{cases} \quad (3.137)$$

Par conséquent le bilan énergétique W_t sur une demi-période de vibration (un cycle de récupération) est donné par la relation (3.138), ce qui conduit ainsi à la puissance récupérée P (3.139). La puissance étant également donnée par V_{DC}^2/R_L en régime établi (bilan énergétique nul sur la capacité C_S), on obtient donc l'expression de la tension sur la charge (3.140) qui conduit à la puissance récupérée en fonction de la charge donnée par la relation (3.141). L'annulation de la dérivée de cette expression permet d'obtenir la résistance de charge optimale et la puissance de sortie maximale, dont les valeurs sont données par la relation (3.142).

$$W_t = W_r - W_f = 2\gamma C_0 \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 + 2\gamma C_0 \alpha (1 + \gamma) U_M V_{DC} + \left(\frac{1}{2}\gamma C_0 (1 + \gamma) - 1 \right) (1 + \gamma) C_0 V_{DC}^2 \quad (3.138)$$

$$P = f_0 \left[4\gamma C_0 \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 + 4\gamma C_0 \alpha (1 + \gamma) U_M V_{DC} + (\gamma C_0 (1 + \gamma) - 2) (1 + \gamma) C_0 V_{DC}^2 \right] \quad (3.139)$$

$$V_{DC} = 2\frac{\alpha}{C_0} \frac{f_0 R_L C_0 \gamma C_0 (1 + \gamma) + \sqrt{f_0 R_L C_0 \gamma C_0 (2f_0 R_L C_0 (1 + \gamma) + 1)}}{1 + f_0 R_L C_0 (2 - (1 + \gamma)\gamma C_0) (1 + \gamma)} u_M \quad (3.140)$$

$$P = 4\frac{\alpha^2}{C_0} U_M^2 f_0 \gamma C_0 \left[\frac{(1 + \gamma)\sqrt{R_L C_0 f_0 \gamma C_0} + \sqrt{2(1 + \gamma)R_L C_0 f_0 + 1}}{(2 - (1 + \gamma)\gamma C_0) (1 + \gamma)R_L C_0 f_0 + 1} \right]^2 \quad (3.141)$$

$$(R_L)_{opt} = \gamma C_0 \frac{1}{2(2 - \gamma C_0(1 + \gamma)) C_0 f_0} \text{ et } P_{max} = \frac{8\gamma C_0}{2 - (1 + \gamma)\gamma C_0} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2 \quad (3.142)$$

Développement théorique à amplitude d'excitation constante

Comme le montrent les formes de tension (Figure 3.48), la technique d'injection initiale d'énergie peut être considérée d'un point de vue purement mécanique comme une technique d'amortissement SSDV^{3.45}, dont l'amplitude H de la fonction créneau h est donnée par l'expression (3.143). Par conséquent l'expression du déplacement en prenant en compte l'effet d'amortissement de l'extraction et en considérant force et vitesse en phase (système peu amorti) est donnée par la relation (3.144). La tension redressée V_{DC} dépendant de l'amplitude de déplacement selon

3.45. avec un coefficient d'inversion nul et une valeur de tension valant $(1 + \gamma)V_{DC}$

l'expression (3.140), la valeur de l'amplitude de déplacement en fonction de la charge est alors donnée par l'équation (3.145). La puissance récupérée est alors donnée par l'expression (3.146), en combinant les relations (3.141) et (3.145).

$$H = \frac{\alpha}{C_0} u_M + (1 + \gamma) V_{DC} \quad (3.143)$$

$$u_M = \frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_M} \frac{F_M - \alpha \frac{4}{\pi} V_{DC}}{2\pi C f_{res}} \quad (3.144)$$

$$u_M = \left[\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 2 \frac{f_{res} R_L C_0 \gamma C (1 + \gamma) + \sqrt{f_{res} R_L C_0 \gamma C (2 f_{res} R_L C_0 (1 + \gamma) + 1)}}{1 + f_{res} R_L C_0 (2 - (1 + \gamma) \gamma C) (1 + \gamma)} \right) k^2 Q_M} \right] \frac{F_M}{2\pi C f_{res}} \quad (3.145)$$

$$P = \frac{2}{\pi} \frac{F_M^2}{C} k^2 Q_M \gamma C \left[\frac{(1 + \gamma) \sqrt{R_L C_0 f_{res} \gamma C} + \sqrt{2(1 + \gamma) R_L C_0 f_{res} + 1}}{(2 - (1 + \gamma) \gamma C) (1 + \gamma) R_L C_0 f_{res} + 1} \right]^2 \times \left[\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} \left(1 + 2 \frac{f_{res} R_L C_0 \gamma C (1 + \gamma) + \sqrt{f_{res} R_L C_0 \gamma C (2 f_{res} R_L C_0 (1 + \gamma) + 1)}}{1 + f_{res} R_L C_0 (2 - (1 + \gamma) \gamma C) (1 + \gamma)} \right) k^2 Q_M} \right]^2 \quad (3.146)$$

Comparaison théorique et Discussion

L'énergie récupérée en fonction de la charge et du coefficient γ est représentée dans la Figure 3.49. On remarque qu'il existe, contrairement au SECE, une charge qui optimise la puissance récupérée. Cependant, à cette charge optimale, le gain en puissance est considérable. Ceci peut s'expliquer par un phénomène que l'on pourrait qualifier de "résonance énergétique". En effet, une augmentation de la puissance de sortie conduit à une augmentation de la tension initiale aux bornes de l'élément piézoélectrique. Par conséquent, l'énergie récupérée est plus importante^{3.46}, d'où une augmentation de la puissance de sortie etc... (plus schématiquement, $P \nearrow \Rightarrow V_{DC} \nearrow \Rightarrow (E_{harv} - E_{prov}) \nearrow \Rightarrow P \nearrow$). Un tel effet n'est ainsi limité que par les pertes de commutation à amplitude de vibration constante (on pourrait donc définir un facteur de surtension de puissance, fonction de γ et γ_C). Bien que l'énergie extraite soit comparable au SSHI série (du fait des formes d'ondes identiques), le rendement est bien plus important avec la technique d'injection d'énergie^{3.47}. La Figure 3.49 montre également que la puissance tend vers zéro pour de fortes valeurs de résistance, alors qu'elle tend vers celle du SECE lorsque la charge tend vers zéro.

3.46. Étant donné que le double produit déplacement-tension est plus important.

3.47. Ceci répond donc bien aux enjeux exposés dans le paragraphe 3.1.

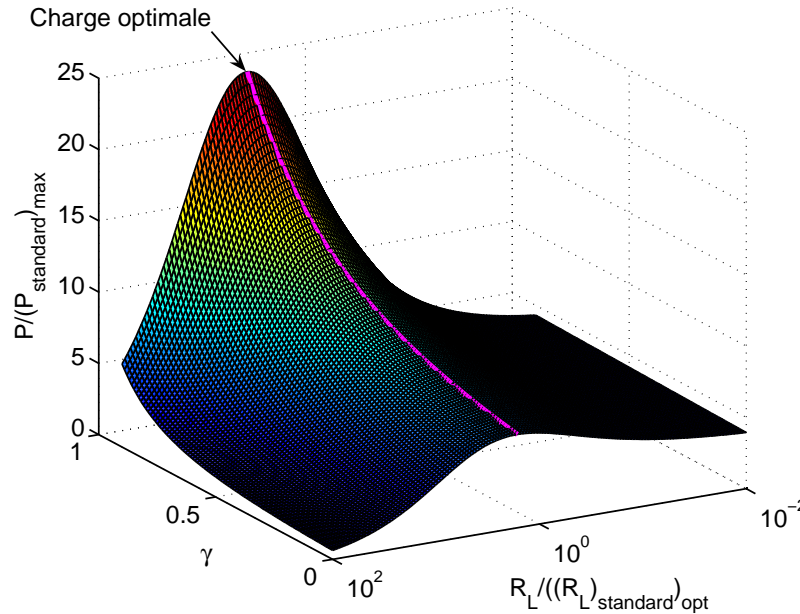


Figure 3.49 – Puissance récupérée à amplitude de vibration constante en fonction de la charge et du coefficient d'inversion (la puissance est normalisée par rapport à la puissance maximale en standard et la résistance par rapport à la charge optimale en standard - $\gamma_C = 90\%$)

La Figure 3.50 compare les différentes techniques^{3.48} lorsque le système vibre à amplitude constante. Cette Figure montre clairement l'intérêt d'une injection initiale d'énergie, surpassant toutes les autres techniques en terme de puissance récupérée. Ainsi le gain est d'environ $(1 + \gamma)$ et 2 comparé aux techniques SSHI parallèle et SSHI série respectivement, et peut atteindre 40 par rapport à la technique standard pour de très grandes valeurs de γ et γ_C (ce gain est tout de même de 18 - contre 10 pour le SSHI parallèle - pour des valeurs raisonnables de γ et γ_C).

Lorsque le système est excité par une force d'amplitude constante à sa fréquence de résonance et en prenant en compte l'effet d'amortissement induit par la récupération d'énergie, la puissance récupérée est alors illustrée par la Figure 3.51. cette Figure montre que le comportement général de la technique est comparable à celui du SECE. La puissance récupérée est d'abord une fonction croissante de $k^2 Q_M$, puis atteint un maximum avant de décroître et tendre vers zéro. Une structure DSSH pour la récupération d'énergie pourrait ici assurer une puissance non décroissante avec $k^2 Q_M$. Une autre remarque de première importance est que la puissance délivrée dépasse la puissance limite $F_M^2/(8C)$ des autres techniques.

Cette remarque est bien plus visible sur la Figure 3.52 qui présente une comparaison des différentes techniques. On voit également clairement que la technique d'injection d'énergie permet une récupération très rapide (en fonction de $k^2 Q_M$) de l'énergie à l'instar du DSSH. De plus, la puissance extraite est plus importante du fait du rendement du convertisseur (le facteur est égal à $1/\gamma_C$). Lorsque $k^2 Q_M$ devient important, la technique d'injection d'énergie tend vers la technique SECE.

3.48. Le DSSH n'est pas représenté pour des raisons de clarté, mais on peut mentalement le projeter en le voyant comme un gain de 50 – 70% du SECE.

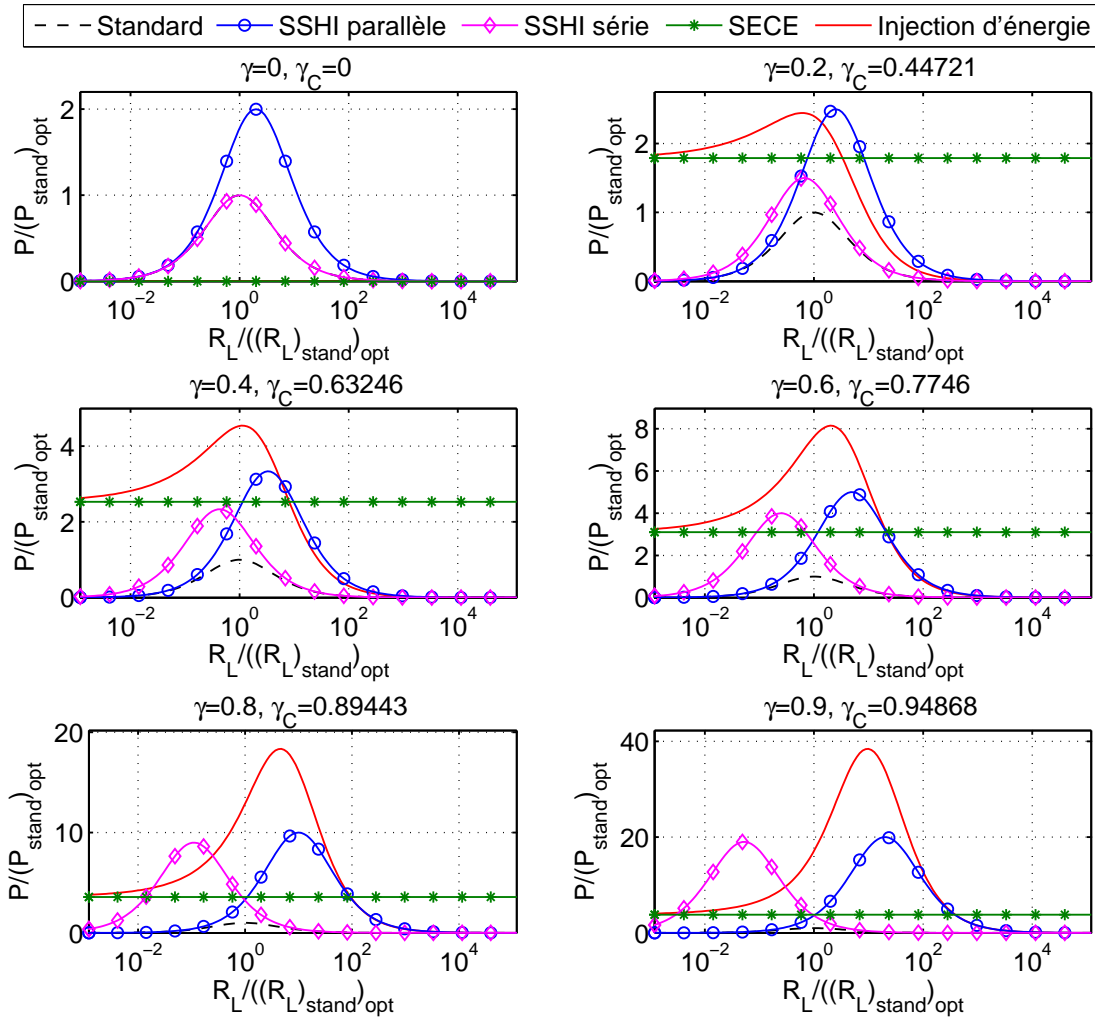


Figure 3.50 – Comparaison des puissances récupérées à amplitude de vibration constante (les puissances sont normalisées par rapport à la puissance maximale en standard et les résistances par rapport à la charge optimale en standard). Lorsque $\gamma = 0$ et $\gamma_C = 0$, SSHI série et récupération standard sont confondus et les puissances récupérées par le SECE et l'injection d'énergie son nulles.

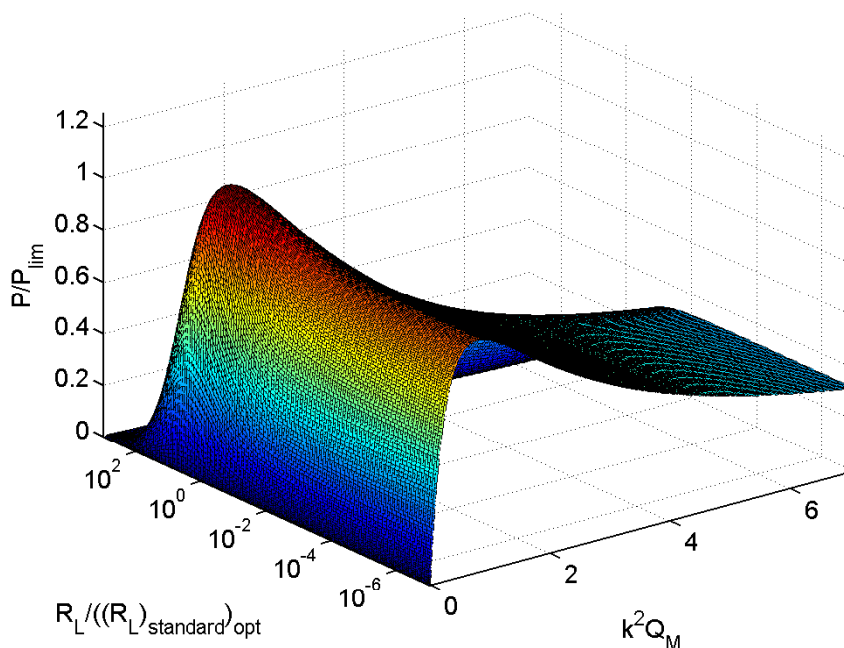


Figure 3.51 – Puissance récupérée à amplitude d’excitation constante en fonction de la charge et du produit $k^2 Q_M$ (la puissance est normalisée par rapport à la puissance limite $P_{lim} = F_m^2 / (8C) - \gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 90\%$)

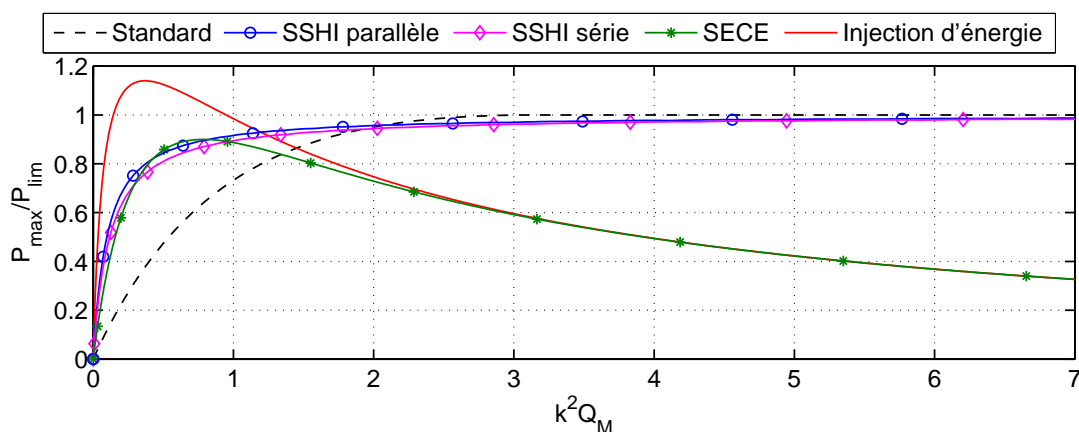
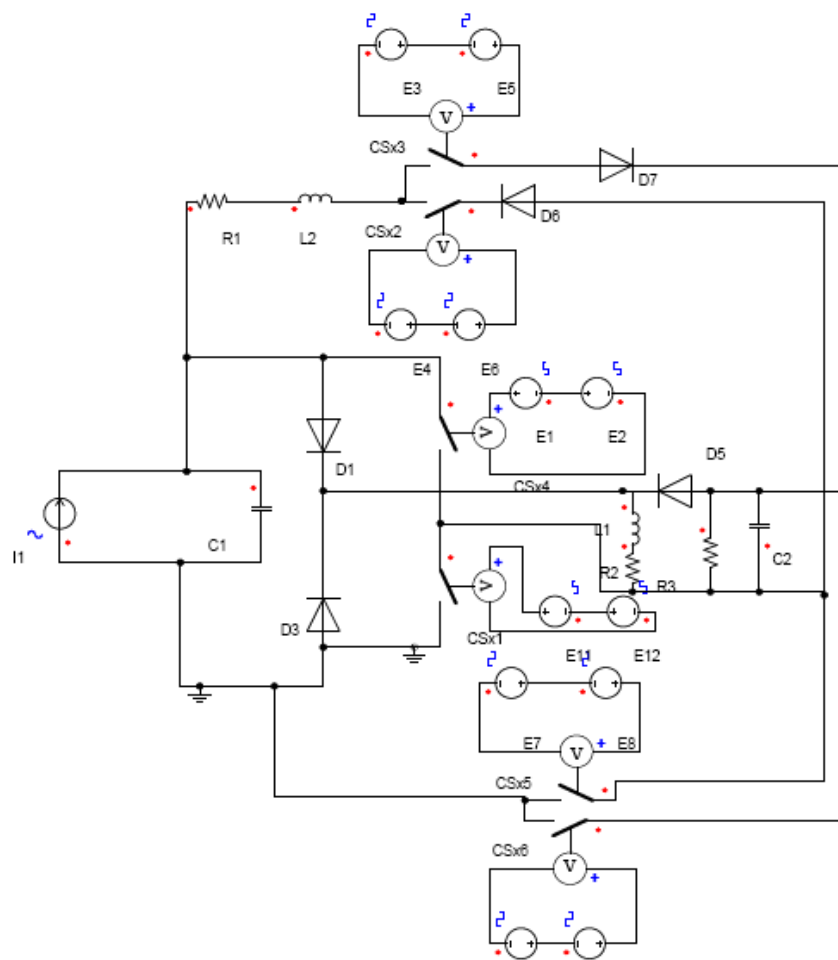


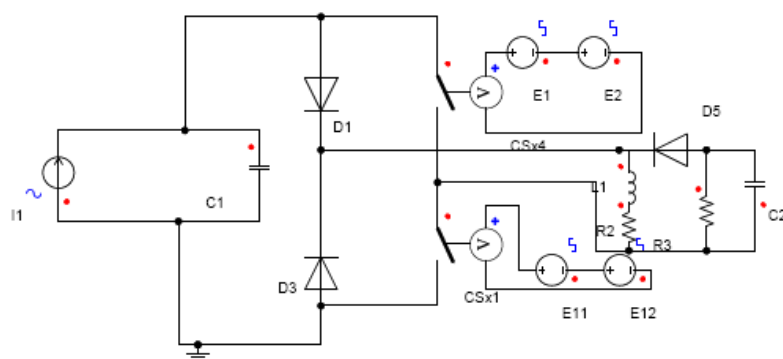
Figure 3.52 – Comparaison des puissances récupérées maximales à amplitude d’excitation constante (les puissances sont normalisées par rapport à la puissance limite $P_{lim} = F_m^2 / (8C) - \gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 90\%$)

Validation en simulation

On se propose ici de brièvement valider le concept de l’injection d’énergie par une simulation purement électrique. L’élément piézoélectrique est modélisé de manière très schématique par une source de courant sinusoïdal de 1 mA d’une fréquence de 100 Hz avec un capacité de 30 nF en parallèle (qui simule un comportement à amplitude de vibration constante). La charge connectée est une résistance variable. Les schémas utilisés sont illustrés dans la Figure 3.53 et les paramètres de simula-



(a) Injection d'énergie



(b) SECE

Figure 3.53 – Schémas de simulation de l'injection d'énergie et du SECE

tion sont consignés dans le Tableau 3.10 (les valeurs de γ et γ_C sont optimistes). Les résultats illustrés dans la Figure 3.54 montrent que l'injection initiale d'énergie permet de récupérer jusqu'à 35 fois plus de puissance que dans le cas standard. De plus, en comparant avec la technique SSHI parallèle (tracée théoriquement pour comparaison), on voit que le concept d'injection permet un gain de 2.2 par rapport à cette technique, qui, rappelons-le, était jusqu'à présent la technique qui permettait le gain en puissance le plus important ($2/(1 - \gamma)$).

Paramètre	Valeur
Fréquence f_0	100 Hz
Produit Facteur de force - Amplitude de la vitesse $2\pi f_0 \alpha u_M$	1 mA
Capacité bloquée C_0	30 nF
Coefficient d'inversion γ	0.875
Rendement du convertisseur du SECE γ_C	0.95

Tableau 3.10 – Paramètres de simulation de la technique d'injection d'énergie

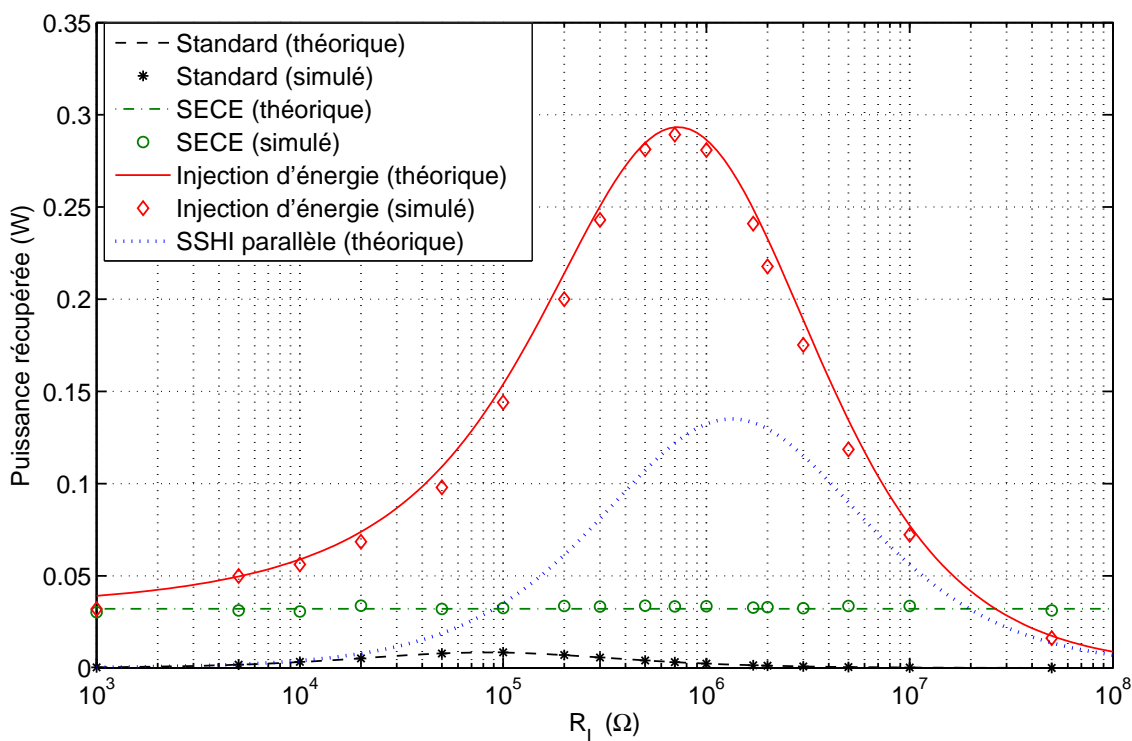


Figure 3.54 – Résultats de simulation du concept d'injection d'énergie

3.6.2 SSHI hybride

Dans cette partie nous exposerons les principes d'une technique hybride de SSHI. Cette technique repose sur l'association du SSHI-MR avec une structure parallèle. Par conséquent, deux cycles de conduction interviennent pendant une demi-période de vibration : la première lorsque la tension piézoélectrique égale la tension redressée (l'effet des composants discrets sera négligé), et la seconde lors de l'inversion *via* un transformateur dont le secondaire est relié à la charge et à la capacité de filtrage/stockage.

Principes

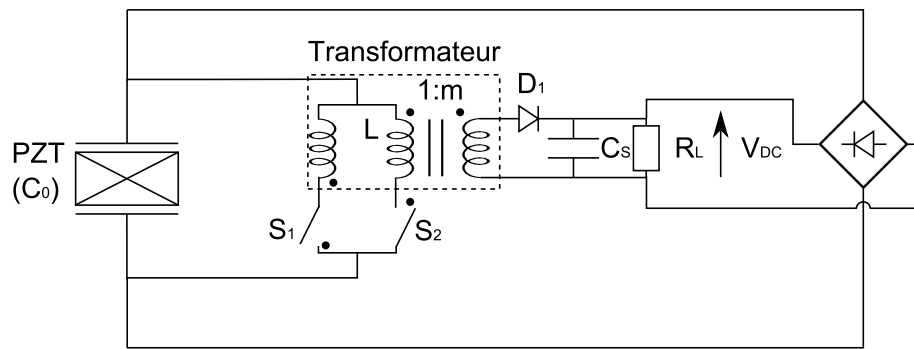
Le circuit et formes d'ondes associées sont représentés dans la Figure 3.55. Lorsque la valeur absolue de la tension V_0 aux bornes de l'élément piézoélectrique devient égale à celle de la tension redressée V_{DC} , le pont de diodes conduit et une circulation de charges apparaît de l'élément piézoélectrique vers la charge (opération SSHI parallèle). Lorsque le déplacement atteint un extremum, le courant sortant de l'élément piézoélectrique s'annule et la conduction s'arrête.

C'est également à ce moment qu'intervient la commutation sur le transformateur. La tension piézoélectrique tend alors à s'inverser autour de la tension $\pm V_{DC}/m$ (selon que la tension piézoélectrique soit initialement positive ou négative et avec m le rapport de transformation), chargeant également la capacité C_S par couplage électromagnétique du transformateur (opération SSHI-MR). À la fin de ce processus, l'élément piézoélectrique est laissé en circuit ouvert jusqu'à la prochaine phase de conduction parallèle.

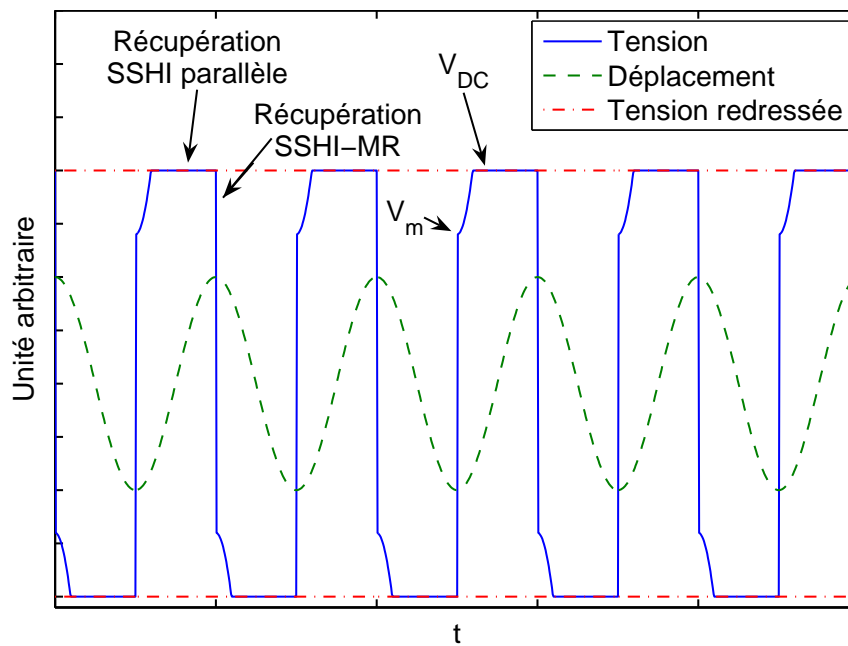
Développement théorique

On se propose ici de calculer analytiquement la puissance de sortie que l'on peut espérer obtenir avec la technique SSHI hybride. Dans cette partie on considèrera l'inversion comme instantanée et l'on négligera la tension de seuil des composants discrets, ainsi que les pertes fer du transformateur.

Dans un premier temps on se propose de calculer l'énergie récupérée W_{MR} par une commutation sur le transformateur. Deux cas sont à considérer. Le premier correspond à une conduction SSHI parallèle existante (la tension piézoélectrique V_0 atteint V_{DC}). Dans cette configuration, l'énergie récupérée lors d'une inversion est donnée par la relation (3.147), où V_m est la valeur absolue de la tension après commutation comme représenté dans la Figure 3.55b. Cette tension se calcule en utilisant l'expression de l'inversion (3.148) (avec γ le coefficient d'inversion), ce qui conduit à la valeur de V_m donnée par (3.149), et par conséquent l'énergie récupérée est donnée par la relation (3.150). À partir de (3.149), on peut définir un coefficient d'inversion équivalent γ_{equiv} défini selon la relation (3.151). Dans le deuxième cas, la tension piézoélectrique V_0 n'atteint pas V_{DC} , ce qui correspond à une récupération SSHI-MR pure. Comme exposé dans la partie 3.3.3, ce processus est équivalent à une récupération SSHI série, mais avec une tension redressée vue par le matériau actif divisée par le rapport de transformation m . Par conséquent l'énergie récupérée est donnée par (3.152).



(a) Schéma de principe



(b) Formes d'ondes (en fonctionnement de double récupération)

Figure 3.55 – Schéma et formes d'ondes de la technique SSHI hybride

$$\left\{ \begin{array}{l} P = 2f_0C_0(m-1)(1+\gamma) \left(\frac{V_{DC}}{m}\right)^2 + 2f_0V_{DC} \left(2\alpha u_M - C_0 \left((1-\gamma) + \frac{1+\gamma}{m}\right) V_{DC}\right) \\ \quad \text{si } V_{DC} \leq \frac{2m\alpha}{C_0(m+1-(m-1)\gamma)} u_M \\ \\ P = 4f_0 \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{V_{DC}}{m} \left(\alpha u_M - C_0 \frac{V_{DC}}{m}\right) \quad \text{si } V_{DC} \geq \frac{2m\alpha}{C_0(m+1-(m-1)\gamma)} u_M \end{array} \right. \quad (3.156)$$

En remarquant que la puissance s'exprime également par $P = V_{DC}^2/R_L$, avec R_L la résistance de charge, on obtient alors la tension redressée et la puissance en fonction de la charge, dont les expressions respectives sont données par les relations (3.157) et (3.158).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{DC} = \frac{4m^2 R_L f_0}{m^2 + 2R_L C_0 f_0 \left((1-\gamma)m^2 + (1+\gamma)\right)} u_M \quad \text{si } R_L \leq \frac{m^2}{2C_0 f_0 (1+\gamma)(m-1)} \\ \\ V_{DC} = \frac{4m R_L f_0 \alpha (1+\gamma)}{(1-\gamma)m^2 + 4R_L C_0 f_0 (1+\gamma)} u_M \quad \text{si } R_L \geq \frac{m^2}{2C_0 f_0 (1+\gamma)(m-1)} \end{array} \right. \quad (3.157)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P = \frac{(4m^2 f_0 \alpha)^2 R_L}{\left(m^2 + 2R_L C_0 f_0 \left((1-\gamma)m^2 + (1+\gamma)\right)\right)^2} u_M^2 \quad \text{si } R_L \leq \frac{m^2}{2C_0 f_0 (1+\gamma)(m-1)} \\ \\ P = \frac{\left(4m f_0 \alpha (1+\gamma)\right)^2 R_L}{\left((1-\gamma)m^2 + 4R_L C_0 f_0 (1+\gamma)\right)^2} u_M^2 \quad \text{si } R_L \geq \frac{m^2}{2C_0 f_0 (1+\gamma)(m-1)} \end{array} \right. \quad (3.158)$$

En annulant la dérivée de cette expression en fonction de R_L , on obtient trois valeurs remarquables de résistances et de puissances, données respectivement par les relations (3.159) et (3.160). La première correspond au maximum de puissance récupérée : elle est très proche de celle obtenue en SSHI parallèle (mais très légèrement inférieure). La seconde valeur correspond à un minimum local de puissance : il s'agit de la limite entre SSHI hybride et SSHI-MR. Enfin la troisième est un maximum local, légèrement inférieur au premier, et qui correspond au maximum de puissance du SSHI-MR.

$$\left\{ \begin{array}{l} (R_L)_1 = \frac{m^2}{2C_0 f_0 (m^2(1-\gamma) + (1+\gamma))} \\ (R_L)_2 = \frac{m^2}{2C_0 f_0 (1+\gamma)(m-1)} \\ (R_L)_3 = \frac{1-\gamma}{1+\gamma} \frac{m^2}{4C_0 f_0} \end{array} \right. \quad (3.159)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_1 = 2f_0 \frac{m^2}{m^2(1-\gamma) + (1+\gamma)} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \\ P_2 = 8f_0 \frac{(m-1)(1+\gamma)}{(m(1-\gamma) + (1+\gamma))^2} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \\ P_3 = f_0 \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \end{array} \right. \quad (3.160)$$

La prise en compte de l'effet d'amortissement induit par l'extraction d'énergie s'obtient en observant que la technique est équivalente d'un point de vue mécanique à la technique SSHI parallèle avec un facteur d'inversion $\gamma_{\text{équiv}}$ (défini par la relation (3.151)) combinée à celle du SSHI-MR lorsque la tension piézoélectrique atteint V_{DC} . Si la tension aux bornes de la charge n'est pas atteinte, la technique est équivalente à la technique SSHI série pure avec les résistances décalées d'un facteur m^2 (du fait de la présence du transformateur) avec un facteur d'inversion γ (opération du SSHI-MR).

Comparaison théorique et Discussion

La puissance récupérée à amplitude de vibration constante en fonction de la charge est représentée avec celles d'autres techniques dans la Figure 3.56. Cette Figure montre que, bien que la technique SSHI hybride ne présente pas de gain en terme de puissance par rapport au SSHI parallèle (la puissance maximale est même très légèrement inférieure), la bande passante en terme de résistances de charge est très largement augmentée.

Cette bande passante peut être ajustée *via* le rapport de transformation m , mais un compromis apparaît entre bande passante (en terme de résistances de charge) et ondulation de puissance (plus la bande passante augmente et plus la puissance correspondant à la deuxième valeur remarquable de résistance - R_2 - diminue). Ceci est illustré par la Figure 3.57, qui montre l'évolution de la puissance normalisée en fonction du rapport de transformation et de la charge.

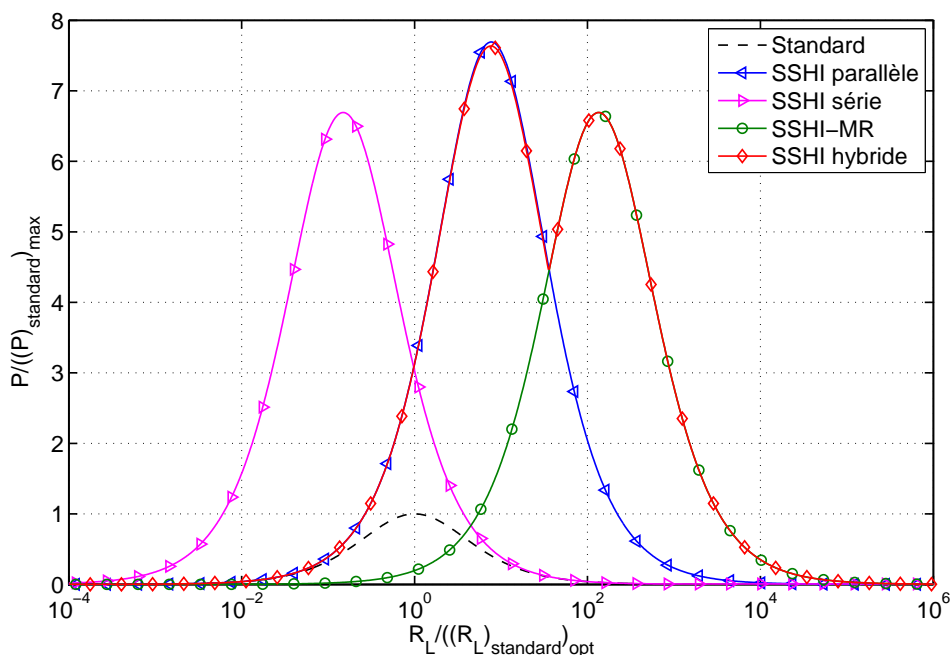


Figure 3.56 – Comparaison des puissances récupérées à amplitude de vibration constante (les puissances sont normalisées par rapport à la puissance maximale dans le cas standard et les résistances par rapport à la résistance optimale dans le cas standard - $\gamma = 0.74$ et $m = 30$)

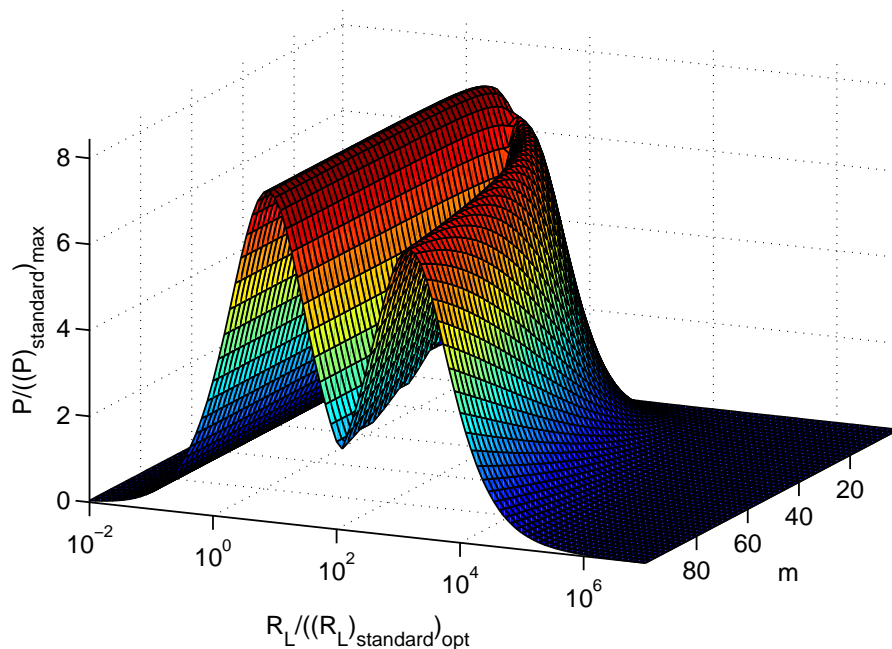


Figure 3.57 – Puissance récupérée en fonction du rapport de transformation et de la charge (les puissances sont normalisées par rapport à la puissance maximale dans le cas standard et les résistances par rapport à la résistance optimale dans le cas standard - $\gamma = 0.74$)

Validation par simulation

De la même manière que la partie précédente, on se propose ici de valider par simulation le principe du SSHI hybride (dont le schéma est illustré dans la Figure 3.58). L'élément piézoélectrique est modélisé de la même façon que précédemment (modélisation grossière par une source de courant traduisant un comportement à amplitude de vibration constante), et les paramètres sont consignés dans le Tableau 3.11.

Les résultats sont présentés dans la Figure 3.59, où sont également tracées à titre de comparaison les courbes théoriques des puissances de sortie du SSHI-MR, du SSHI parallèle et du SECE (dont le rendement du convertisseur est donné par $\gamma_C = 0.9$), dont les résultats ont été validés précédemment. Ces résultats sont en bon accord avec le développement théorique, et montrent ainsi la capacité du SSHI hybride à élargir la bande passante en terme de résistance de charge tout en assurant une puissance de sortie comparable à celle du SSHI parallèle. Les légères différences entre théorie et simulation (notamment lorsque le système fonctionne en SSHI-MR

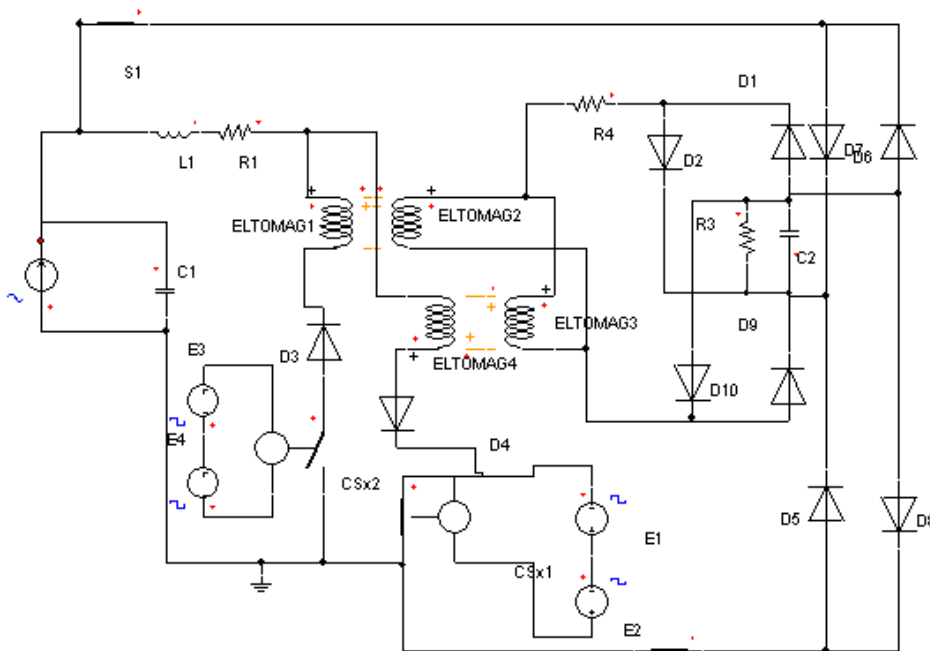


Figure 3.58 – Circuit de simulation de la technique SSHI hybride

Paramètre	Valeur
Fréquence f_0	100 Hz
Produit Facteur de force - Amplitude de la vitesse $2\pi f_0 \alpha u_M$	1 mA
Capacité bloquée C_0	30 nF
Coefficient d'inversion γ	0.77
Rapport de transformation m	30

Tableau 3.11 – Paramètre de simulation de la technique SSHI hybride

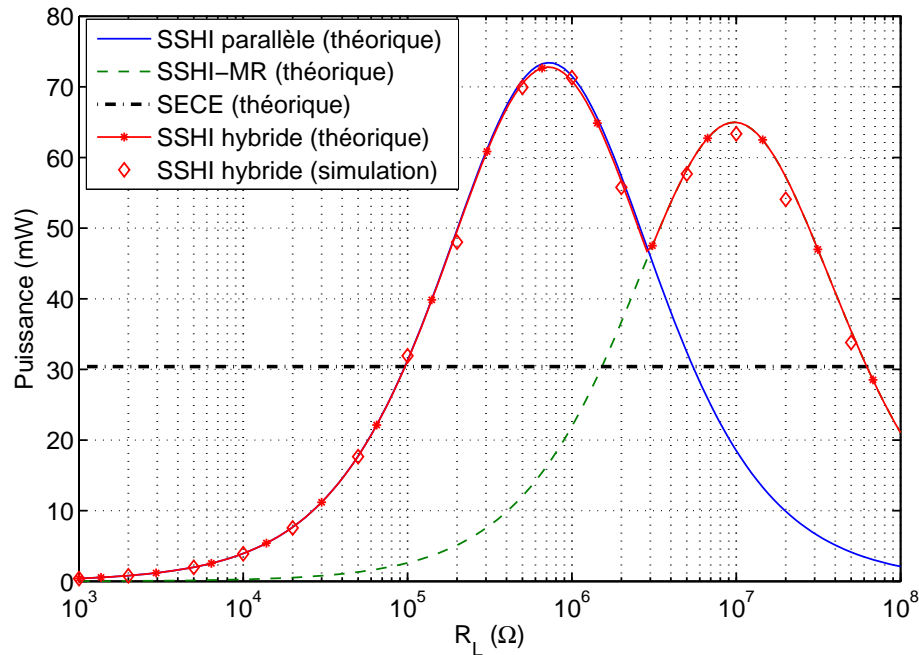


Figure 3.59 – Résultats de simulation du SSHI hybride

pur), peuvent s'expliquer par les pertes Joule au secondaire du transformateur, ici modélisées par une résistance (R_4).

3.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté de nouvelles interprétations et techniques de récupération d'énergie vibratoire ou thermique à l'aide de matériaux piézoélectriques ou pyroélectriques.

Dans un premier temps une investigation approfondie des techniques de récupération d'énergie standard, SSHI parallèle, SSHI série et SECE a montré les différents flux énergétiques mis en oeuvre dans ces techniques. Particulièrement, pour les techniques SSHI, nous avons pu voir que l'énergie extraite de la structure électromécanique vibrant avec une amplitude de déplacement constante est une fonction monotone de la charge, contrairement à la puissance récupérée. À la charge optimale, le rendement entre énergie extraite et énergie récupérée est assez faible pour ces techniques (moins de 75% pour le SSHI parallèle et 50% pour le SSHI série)^{3.49}. De plus, le rendement de la technique SSHI est une fonction décroissante du facteur d'inversion γ , alors que l'énergie récupérée augmente avec ce coefficient. Par conséquent, un champ d'investigation pour l'amélioration de ces techniques serait plutôt tourné vers l'optimisation du rendement que de l'énergie extraite (cette dernière étant déjà très importante - typiquement 15 fois plus que dans le cas standard). Ceci est d'autant plus vrai pour les structures soumises à une force d'excitation d'amplitude constante.

3.49. Cependant l'augmentation de l'énergie extraite est suffisamment importante pour rendre le système complet très avantageux par rapport à la technique de récupération standard.

Cependant, dans ce cas, les pertes de commutation deviennent insignifiantes pour des valeurs du produit $k^2 Q_M$ ^{3.50} élevées. De plus, il a été montré que, dans ce cas, la technique SECE offre un rapport limite entre énergie extraite et énergie mécanique de 1/2, ce qui est bien plus avantageux que dans les autres cas, où ce rapport égale 1/3.

Ensuite la transposition des techniques de récupération d'énergie vibratoire à la récupération d'énergie thermique à partir de variations temporelles de la température a été étudiée. En effet, le comportement des matériaux pyroélectriques, similaire à celui des piézoélectriques, permet d'appliquer directement les techniques standard, SSHI parallèle et série, ainsi que SECE. La différence la plus importante est la gamme de fréquence de travail, très basse en récupération d'énergie thermique. Ceci conduit à des résistances optimales très importantes (de l'ordre de la dizaine, voire la centaine de $M\Omega$). Par conséquent, la technique SSHI série diminuant la résistance optimale, est très intéressante dans ce cas. Cependant, elle est surpassée sur ce point par la technique SECE, qui présente une puissance de sortie quasi-constante en fonction de la charge. Cette technique est d'autant plus intéressante que les systèmes thermiques classiques ne présentent pas de résonance, et par conséquent la charge optimale, dépendant de la fréquence de variation, ne peut pas être assurée dans des conditions de variations large bande^{3.51} réalistes. Enfin, d'un point de vue énergétique, il a été montré expérimentalement que l'énergie extraite par cycle est du même ordre de grandeur que dans le cas de vibrations. Ceci s'explique par le fait que la source énergétique représente un réservoir d'énergie thermique important, ce qui permet de récupérer une énergie non négligeable malgré de faibles couplages. Cependant, du fait des fréquences faibles, la puissance de sortie reste assez limitée (de l'ordre de la centaine de microwatts).

Nous nous sommes ensuite employés à trouver des moyens permettant soit d'extraire plus d'énergie, soit de mieux gérer les énergies mises en jeu (énergie extraite, énergie disponible...) afin d'augmenter la puissance de sortie des microgénérateurs à volume de matériau donné ou de limiter la surface utilisée par les éléments de conversion énergétique.

Dans un premier temps, les microgénérateurs dont la tension de sortie des éléments actifs est faible ont été étudiés. Cette problématique est un enjeu majeur dans le contexte actuel de volonté d'intégration de microgénérateurs piézoélectriques (de type MEMS par exemple). Une autre thématique concernée par une telle analyse est la récupération d'énergie sur des systèmes vibrants à des fréquences mécaniques relativement élevées (de l'ordre du kilohertz), et pouvant donc délivrer une puissance non négligeable, bien que les niveaux de tension soient faibles et l'énergie extraite par cycle moindre que celle des systèmes basses fréquences. Dans cette optique, nous avons dans un premier temps quantifié théoriquement l'impact des tensions de seuil

3.50. avec k^2 le coefficient de couplage électromécanique global au carré et Q_M le facteur de qualité mécanique

3.51. en terme de variations thermiques temporelles ; c'est-à-dire de quelques milliHertz à quelques hertz

des composants discrets (diodes et commutateurs) et l'effet d'un retard de commutation dans le cas des techniques non linéaires a été pris en compte^{3.52}. Il a ainsi été montré qu'une part non négligeable d'énergie est dissipée dans ces composants, réduisant significativement la puissance de sortie des microgénérateurs. Dans cette partie, deux architectures limitant l'impact des tensions de seuil des diodes et des commutateurs ont été abordées. La première consiste à remplacer dans l'architecture série deux diodes du pont redresseur par des commutateurs unipolaires, permettant ainsi de s'affranchir d'une chute de tension aux bornes d'une diode par commutation. Les résultats théoriques ont été confirmés par des mesures expérimentales, montrant un gain de 30% par rapport à l'architecture SSHI série classique. De plus, le circuit proposé permettant une meilleure augmentation de la tension piézoélectrique, le retard de commutation est moindre, du fait d'une détection plus aisée. La deuxième solution proposée s'affranchit quasi-totalement de l'effet des diodes par commutation sur un transformateur. Cette technique, baptisée SSHI-MR (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor with Magnetic Rectifier*), permet de passer d'une chute de tension égale à deux fois la tension de seuil des diodes à une chute de tension égale à la tension de seuil d'une diode divisée par le rapport de transformation n . Ce concept a également été validé expérimentalement, le SSHI-MR montrant alors un gain de 56 par rapport à la technique standard et de 30 comparé au SSHI série classique. De plus, la récupération d'énergie peut se faire à de très bas niveaux de vibration, pour lesquels le pont de diodes serait bloqué avec les autres techniques. Enfin, grâce au transformateur, la tension de sortie est mieux adaptée aux circuits électroniques lorsque la tension piézoélectrique est faible. On peut noter que ces deux architectures peuvent être auto-alimentées très facilement.

Après l'étude des systèmes à bas niveau de tension, une architecture de commutation permettant une meilleure inversion par limitation des pertes résistives a été analysée. Basée sur une commutation en deux temps sur une capacité intermédiaire, l'inversion est améliorée, ce qui offre un gain non négligeable en terme de récupération d'énergie (typiquement 40% en SSHI parallèle), mais pouvant également s'appliquer au contrôle de vibration par technique SSD. D'un point de vue expérimental, le gain est légèrement moindre (31%); l'ajout d'un transistor supplémentaire par commutation augmentant légèrement la résistance du circuit de commutation. La méthode permet néanmoins de récolter, dans les conditions expérimentales, plus de 10 fois plus d'énergie que la technique standard, alors que le gain en utilisant l'interface SSHI parallèle avec simple inversion est limité par un facteur 7.8.

Par la suite, nous avons montré qu'une architecture similaire pour laquelle la capacité intermédiaire est cette fois-ci incluse dans l'étage de stockage d'énergie, permet un découplage total entre extraction et stockage. Ainsi cette technique, nommée DSSH (*Double Synchronized Switch Harvesting*), permet un contrôle fin du compromis entre augmentation de la tension et récupération d'énergie ou encore du compromis entre amortissement et énergie récupérée lorsque le système est excité à sa résonance par une force d'amplitude constante. De plus, la technique DSSH per-

3.52. La détection d'extrema de manière auto-alimentée est en effet délicate pour de faibles niveaux de tension (d'où un retard de commutation).

met une puissance récupérée indépendante de la charge, du fait du découplage entre les étages d'extraction et de stockage d'énergie. Les mesures expérimentales menées sur une structure vibrante ont confirmé que la technique permet de récupérer une puissance plus importante que le SECE (approximativement 1.5 fois plus grande) tout en étant indépendant de la charge. Dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance, il a été démontré que cette technique permet également d'extraire l'énergie bien plus rapidement que toutes les autres techniques. Concernant le DSSH, d'autres architectures peuvent être envisagées. Alors que l'implémentation proposée est une association entre SSHI série et SECE, il pourrait par exemple être considéré un DSSH parallèle résultant de l'association du SSHI parallèle et du SECE.

Enfin, la dernière partie propose deux méthodes permettant d'améliorer grandement les énergies extraite et récupérée d'un microgénérateur. La première de ces techniques consiste à fournir une énergie initiale au système, afin d'augmenter grandement l'énergie récoltée par la suite ainsi que le bilan énergétique final. Ce phénomène s'explique notamment par le fait que l'énergie varie avec le carré de la tension piézoélectrique, et par conséquent le bilan énergétique final fait apparaître un double produit reflétant le gain en terme d'énergie extraite et/ou récupérée. Le développement théorique ainsi qu'une simulation succincte montrent que la puissance récupérée par une telle technique est très largement supérieure à celles de toutes les autres techniques, permettant facilement un gain de 20 par rapport à la technique standard de récupération. La seconde architecture proposée dans cette partie est une association entre SSHI-MR et SSHI parallèle, conduisant au concept de SSHI hybride. Il a été montré analytiquement que cette technique ne permet pas de gain en terme de puissance récupérée, mais augmente significativement la bande passante en terme de résistance de charge. Elle associe donc les avantages du SSHI (gain de puissance important) et du SECE (quasi-indépendance avec la charge).

Le Tableau 3.12 regroupe les performances comparées des techniques présentées dans ce chapitre.

Bien entendu, les techniques peuvent être associées (par exemple inversion par capacité intermédiaire avec SSHI-MR ou injection d'énergie avec découplage de l'étage de stockage et celui de récupération par DSSH), conduisant à des microgénérateurs très performants, bien qu'assez complexes.

Dès lors, la conception de tels microgénérateurs pouvant délivrer des puissances relativement significatives à partir de sources diverses et variées permet donc l'alimentation de circuits électroniques de plus en plus complexes. Particulièrement, nous nous intéresserons dans la suite à l'application de telles architectures pour alimenter des circuits permettant un contrôle de structures. Cependant, avant de se lancer dans la conception de tels systèmes, il convient d'étudier des méthodes de contrôle adaptées aux différentes contraintes induites par l'utilisation de microgénérateurs^{3.53}.

3.53. notamment en terme de coûts énergétiques

Technique	Énergie récupérée					Facilité d'implémentation
	Amplitude de déplacement constante	Amplitude d'excitation constante	Récupération à faible niveau	Indépendance à la charge		
Standard	☹️	☹️	☹️	☹️	☹️	😊️
SSH1 parallèle	😊️	😊️	☹️	☹️	😊️	😊️
SSH1 série (structure demi-pont)	😊️	😊️	😊️	☹️	😊️	😊️
SSH1-MR	😊️	😊️	😊️	☹️	😊️	😊️
SSH1 hybride	😊️	😊️	😊️	😊️	😊️	😊️
SECE	😊️	😊️	😊️	😊️	😊️	☹️
DSSH	😊️	😊️	😊️	😊️	😊️	☹️
Injection d'énergie	😊️	😊️	😊️	😊️	😊️	☹️

Tableau 3.12 – Comparaison des techniques de récupération d'énergie

Chapitre 4

Application au Contrôle de Santé Structurale

L'objectif de ce chapitre est de développer des techniques économiques de contrôle de santé de structures via l'utilisation d'éléments piézoélectriques.

Nous débuterons ce chapitre par un rappel sur le contrôle de santé basé sur un Indice d'Endommagement très économe en énergie. Dans cette partie les spécificités pratiques (en terme de résolution par exemple) seront également évoquées.

Le paragraphe suivant visera à généraliser l'Indice d'Endommagement précédemment défini, à l'aide d'un formalisme mathématique simple. Des considérations sur les besoins énergétiques seront également exposées.

Les différents Indices d'Endommagement ainsi définis seront comparés à l'aide de signaux synthétiques et expérimentaux, auxquels on fera subir des transformations analytiques. Les performances des différentes variantes d'Indice d'Endommagement seront comparées et discutées.

Enfin on appliquera ces méthodes dans le cas de signaux réels afin de voir le comportement des Indices d'Endommagement proposés dans différents cas de figure. Les résultats obtenus avec un endommagement réel seront ainsi comparés entre eux, mais aussi avec ceux obtenus en simulation, permettant une discussion sur les différents Indices d'Endommagement proposés.

4.1 Contrôle de santé structurale par onde de Lamb : Contexte

Dans ce paragraphe un bref rappel sur la définition de l'Indice d'Endommagement est présenté. On s'intéressera aussi aux aspects pratiques de cet opérateur, en étudiant successivement la robustesse pour différentes formes de tension d'entrée ainsi que l'effet de la résolution d'échantillonnage (à la fois horizontale et verticale).

4.1.1 Principes

Le principe du contrôle de santé structurale par Indice d'Endommagement consiste à comparer la signature d'une onde de Lamb (générée par un actionneur) reçue sur un insert piézoélectrique avec une signature de référence.

À partir de ces signatures est alors défini un Indice d'Endommagement DI ^{4.1} selon l'expression (4.1), où N est le nombre d'échantillons, F_i la i -ème composante du spectre de Fourier (en module) de la signature de référence, et FD_i la i -ème composante du spectre de Fourier (en module)^{4.2} de la signature relevée. La transformation de Fourier est utilisée afin de mettre en évidence les changements dans la signature, très peu visibles dans le domaine temporel ([Mon01, Mon06]). Le DI varie généralement entre zéro (structure saine - signatures identiques) et 1 (signature relevée identiquement nulle ; la structure est par exemple cassée)^{4.3}. On peut également ne considérer qu'une plage spécifique de composantes F_i et FD_i (correspondant par exemple à des modes précis)^{4.4}.

$$DI = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |F_i - FD_i|}{\sum_{i=0}^{N-1} |F_i|} \quad (4.1)$$

Ainsi défini, le DI peut être vu comme la différence normalisée entre les deux spectres (de référence et relevé), mettant en évidence les évolutions du spectre relevé comme illustré par la Figure 4.1, où le DI représente le rapport entre l'aire grisée et l'aire sous la courbe F . En résumé, l'Indice d'Endommagement est un critère **relatif**^{4.5} relatant **l'évolution** d'une structure et permettant un contrôle *in-situ*.

Selon la position du défaut et des transducteurs, l'évolution de l'Indice d'Endommagement est évidemment différent. On peut notamment classifier la position du défaut par rapport à un couple d'actionneur/capteur. Plus précisément, dans le cas de structures composites, on distinguera les cas où^{4.6} :

4.1. Damage Index

4.2. Une variante peut considérer les composantes complexes.

4.3. On peut dépasser la valeur 1 dans certains cas particuliers comme lors de l'apparition d'un écho supplémentaire.

4.4. La sommation se fait alors non plus entre 0 et $N - 1$, mais entre n_1 et n_2 avec $0 \leq n_1 \leq n_2 \leq N - 1$.

4.5. Un calibrage de la signature de référence est nécessaire.

4.6. on considèrera l'actionneur et le capteur comme étant ponctuels, de sorte à négliger l'ombre géométrique

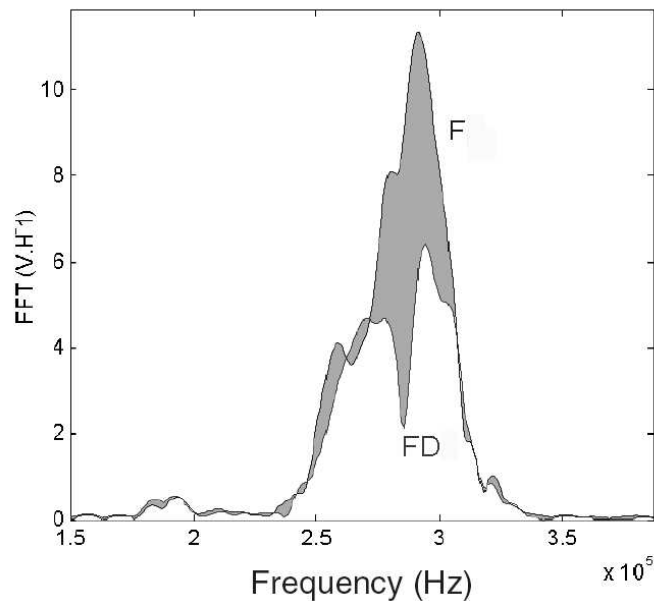


Figure 4.1 – Interprétation graphique de l’Indice d’Endommagement (extrait de [Mon06])

Le défaut est, ou n’est pas, sur le chemin entre l’actionneur et le capteur ;
on parlera alors de défaut “sur le trajet direct” ou “hors du trajet direct”.

L’onde de Lamb interagissant avec le défaut se propage, ou pas, selon un axe principal du matériau de la structure (par exemple l’axe des fibres dans le cas d’un composite) ; on parlera alors de défaut “dans l’axe” ou “hors axe” - cet élément est important du fait de la nature guidée des ondes de Lamb, en particulier dans les matériaux anisotropes.

Ces considérations ne sont pas anodines, comme illustré par la Figure 4.2 tirée de [Mon06], qui montre l’évolution de différents Indices d’Endommagement selon le couple d’émetteur/récepteur utilisé lorsque qu’un défaut est introduit sur une structure carbone/époxy provenant d’un battant d’aile d’un Airbus (les mesures 1 à 100 représentent le cas sain, et celles de 101 à 105 ont été faites après l’apparition ou l’évolution d’un impact). Cette Figure démontre que l’évolution du *DI* dépend fortement du couple de transducteurs utilisé, la détection étant plus sensible lorsque le défaut se situe sur le chemin (en rouge gras) entre l’actionneur et le capteur (à quelques exceptions près). La robustesse et la répétabilité dépendent également de la position des transducteurs, comme le montrent les seuils de détection de défaut (lignes horizontales)^{4.7}.

4.7. donné ici par la somme de la valeur moyenne et de cinq fois l’écart-type du signal dans le cas sain

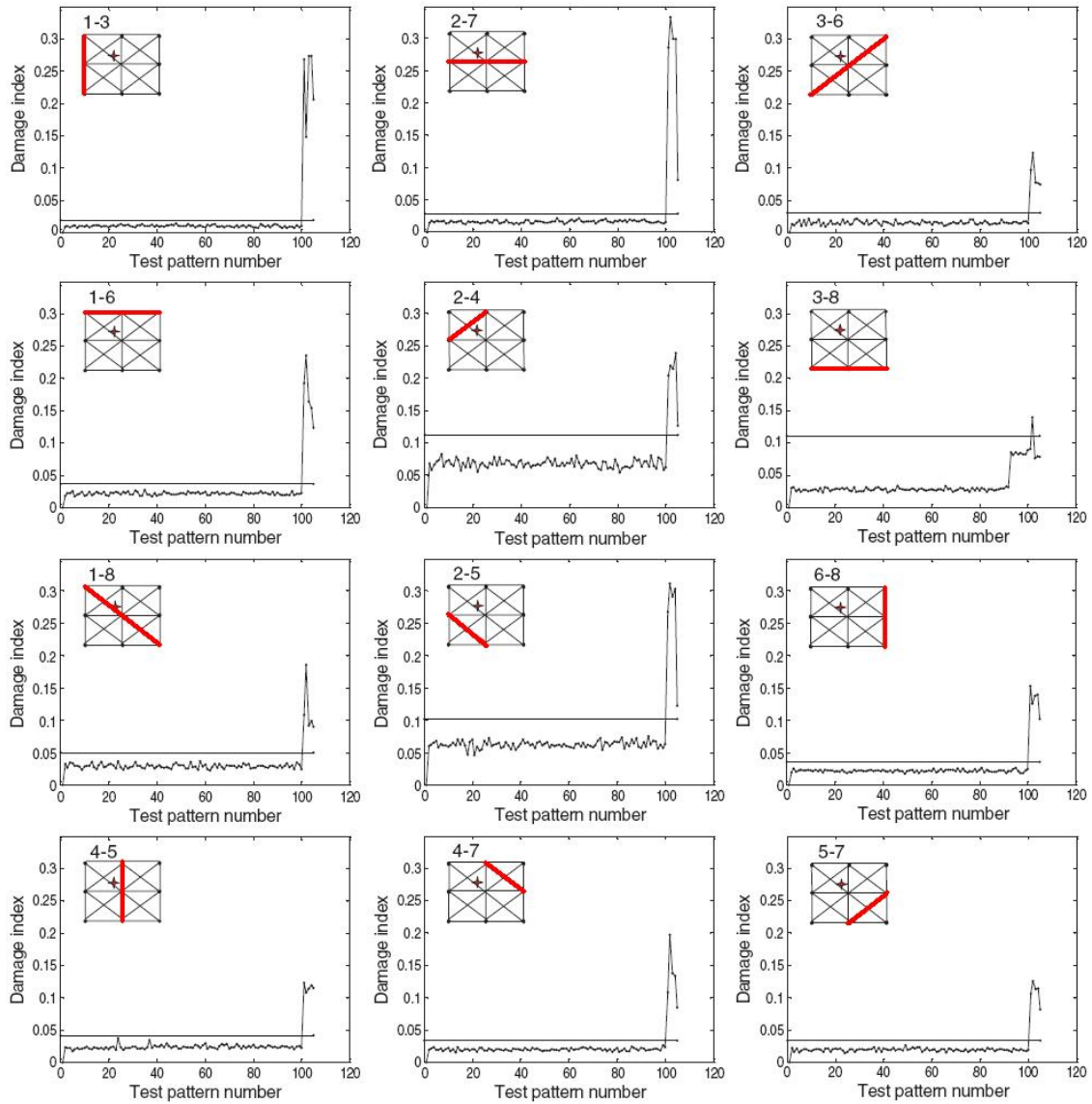


Figure 4.2 – Évolution du DI selon le couple de transducteurs utilisé (la croix représente la position du défaut - extrait de [Mon06])

4.1.2 Effet du signal d'entrée

Le signal d'entrée joue un grand rôle à la fois dans la reproductibilité de l'onde de Lamb émise, mais également en terme de consommation énergétique. Il sera considéré plusieurs types d'ondes :

- *Impulsionnelle* : très simple à générer, peu énergétique, mais couvrant un large spectre de fréquence (la sélection d'un mode particulier est impossible)
- *Train d'ondes sinusoïdales* : la sélection de mode est plus simple (le spectre étant un sinus cardinal centré sur la fréquence du sinus)
- *Morlet* : la sélection de mode est très simple - de plus, la forme d'onde de Morlet est assez proche de la réponse impulsionnelle symétrisée du système électromécanique

Les mesures expérimentales ont été menées sur une poutre^{4.8} BMC (*Bulk Moulding Compound*) encastree des deux côtés. Cette structure présente un mode antisymétrique A_0 à 7.5 kHz et un mode symétrique S_0 à 50 kHz . Les tensions en forme de train d'ondes sinusoïdales et de Morlet pourront ainsi se focaliser sur l'un ou l'autre de ces modes. Dans le cas de l'impulsion, cette dernière a une durée de $100\ \mu\text{s}$. Trois cas d'endommagement seront considérés :

- poutre saine (cas *sain*)
- poutre avec une encoche circulaire de 10 mm de diamètre et 0.2 mm de profondeur (cas *endommagement 1*)
- poutre avec une encoche circulaire de 10 mm de diamètre et 0.3 mm de profondeur (cas *endommagement 2*)

Pour chaque cas de forme de tension et d'endommagement, 64 mesures sont relevées. Les résultats obtenus sont présentés dans la Figure 4.3. On remarque sur cette Figure que la meilleure sensibilité revient à la forme de tension impulsionnelle, talonnée respectivement par l'onde de Morlet et le train d'ondes sinusoïdales centrés sur le mode S_0 . Suivent ensuite le train d'ondes sinusoïdales et l'onde de Morlet centrés sur le mode A_0 . Cependant, la robustesse de la méthode dans le cas du signal impulsionnel est très discutable. Particulièrement, si l'on trace la figure de mérite donnant le DI de chaque forme d'onde divisé par la dispersion correspondante dans le cas sain (Figure 4.4), on remarque très clairement que la forme impulsionnelle est la technique la moins intéressante vis-à-vis de ce critère (le train d'ondes sinusoïdales étant la forme d'onde présentant le moins de dispersion relative). Par ailleurs, les formes d'ondes temporelles sont données à titre indicatif dans la Figure 4.5, qui illustre le fait que la présence d'un défaut est difficilement observable dans cet espace.

Les résultats présentés ici ont été publiés dans [GJP⁺07].

4.1.3 Considérations pratiques

Cette partie expose les différents enjeux de l'implémentation de l'Indice d'Endommagement en vue du contrôle de santé structurale *in situ*. L'impact de la discrétisation et de la quantification sera analysé, la première dépendant de la fré-

4.8. La structure étant unidimensionnelle, le défaut se situe obligatoirement dans le trajet direct.

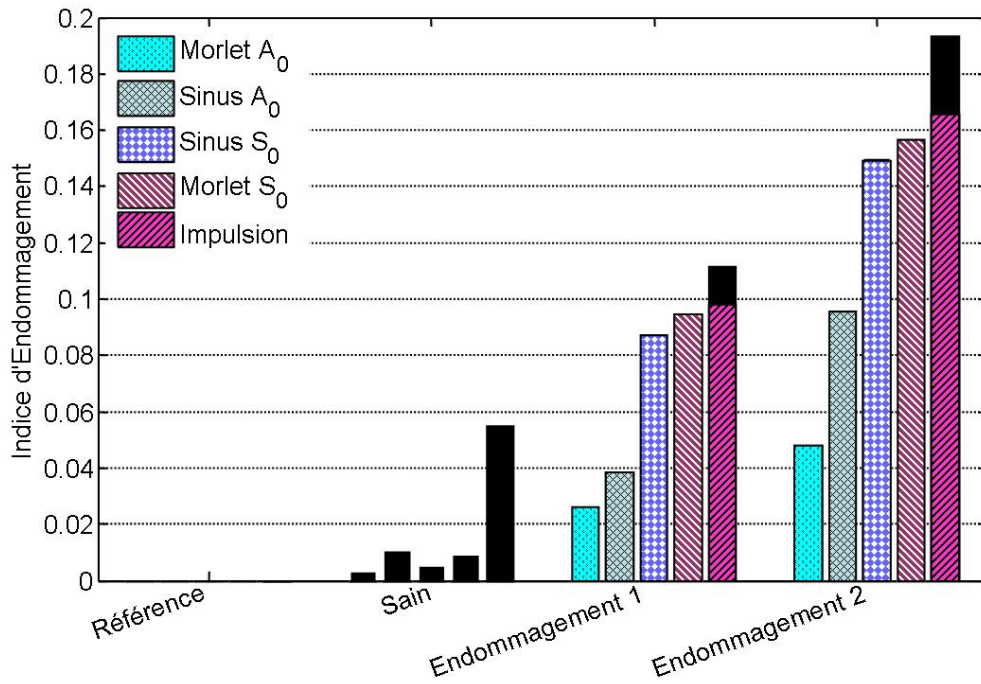


Figure 4.3 – Évolution et reproductibilité du DI en fonction du défaut (les barres noires donnent la dispersion)

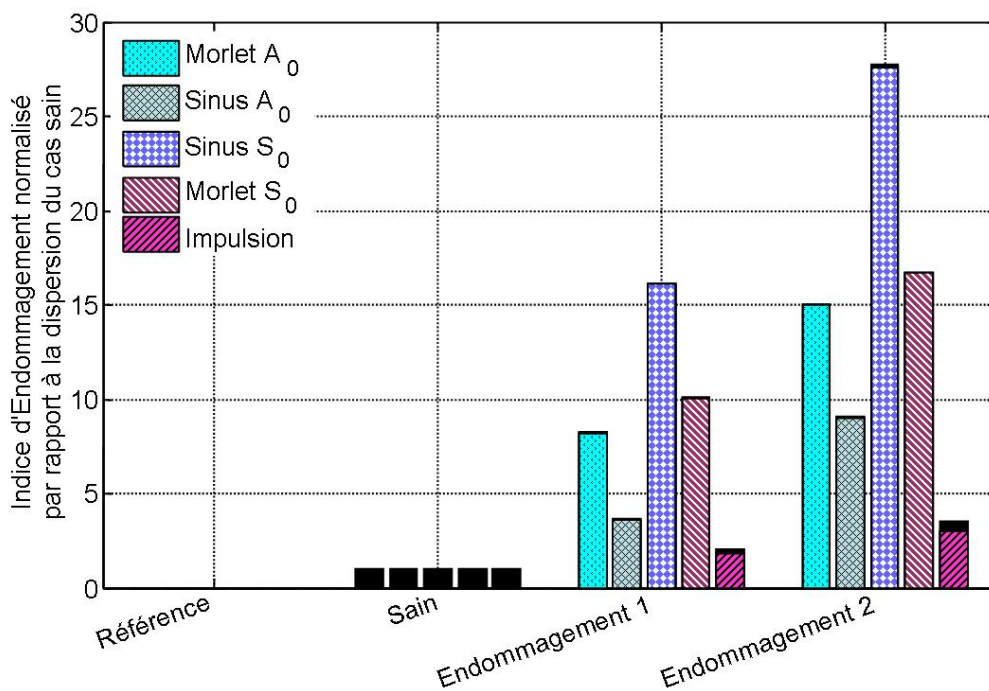


Figure 4.4 – Figure de mérite donnant l'Indice d'Endommagement normalisé par rapport à la dispersion dans le cas sain (les barres noires donnent la dispersion)

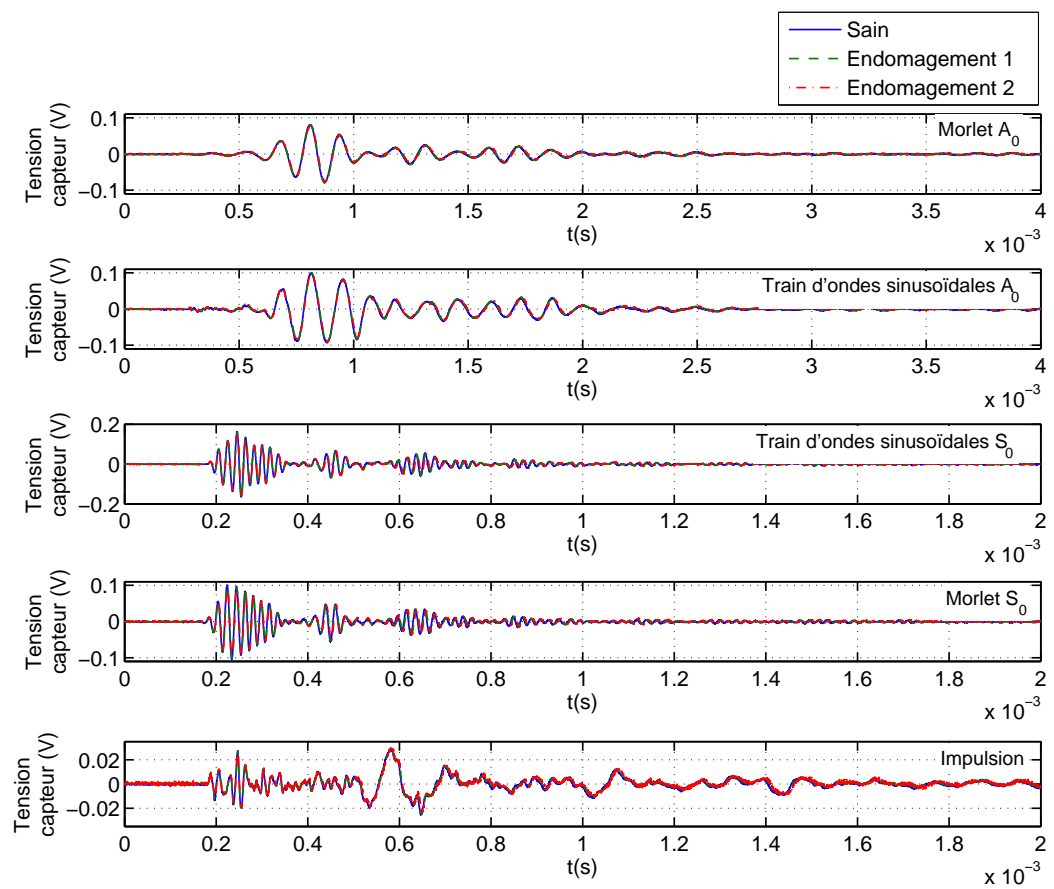


Figure 4.5 – Signatures temporelles reçues sur le capteur

quence d'échantillonnage et la seconde de la résolution du convertisseur analogique-numérique.

Effet de la fréquence d'échantillonnage (résolution horizontale)

La signature de l'onde de Lamb faisant l'objet d'un calcul numérique pour la détermination de l'Indice d'Endommagement, il est nécessaire d'échantillonner ses valeurs. Un paramètre important (voire LE paramètre important) dans ce cas est la fréquence d'échantillonnage. En effet, le signal doit être échantillonné à une fréquence au moins deux fois plus élevée que la plus haute des fréquences du signal (critère de Shannon). Dans la pratique, il est courant d'échantillonner à une fréquence dix fois plus élevée. Cependant, dans l'optique de la limitation de la consommation énergétique, la fréquence d'échantillonnage doit être réduite. De plus, le coût associé à la fréquence d'échantillonnage n'intervient pas seulement dans la conversion analogique-numérique. En effet, la fréquence d'échantillonnage est directement reliée au nombre N de points de calcul de la transformée de Fourier discrète^{4,9}, dont le coût énergétique est proportionnel à $N \times \log_2(N)$.

La Figure 4.6 représente l'évolution de l'Indice d'Endommagement lorsque la signature correspondant au cas où la forme de la tension d'entrée est une onde de Morlet centrée sur le mode S_0 est rééchantillonnée à une fréquence f_S (on rappelle que ce mode à une fréquence f_M de 50 kHz). Ces résultats indiquent clairement que, tant que le critère de Shannon est respecté ($f_S \geq 2f_M$), le calcul du DI ne souffre d'aucune modification. Le cas limite où $f_S = 2f_M$ montre une légère modification au niveau de l'Indice d'Endommagement du fait d'un léger recouvrement de spectres et de l'intégration en fréquence plus délicate dans ce cas. Enfin, ainsi que l'on aurait pu s'y attendre, les résultats lorsque le critère de Shannon n'est pas respecté ne sont plus significatifs.

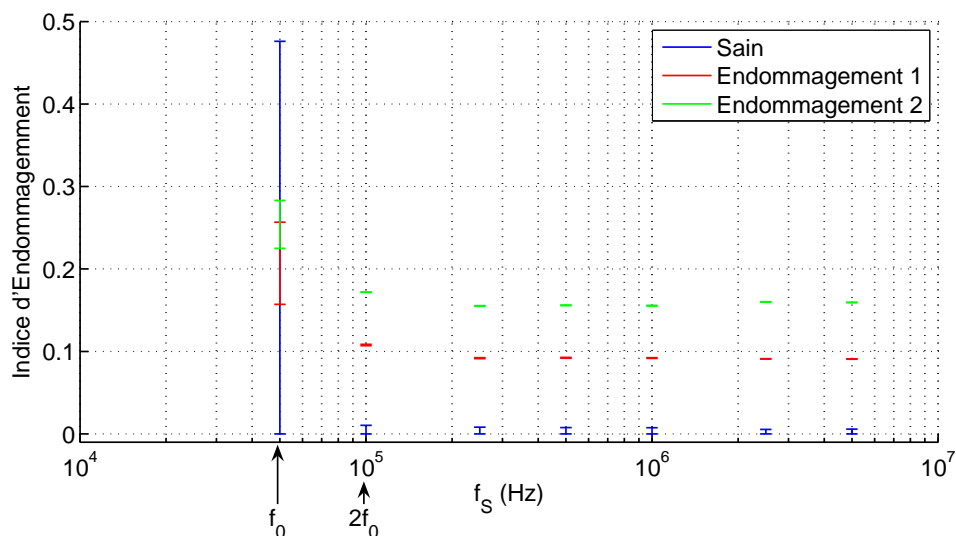


Figure 4.6 – Effet de la fréquence d'échantillonnage sur le calcul de l'Indice d'Endommagement

4.9. L'algorithme utilisé ici est la *FFT w*.

Par conséquent, on peut conclure qu'en terme d'acquisition des signaux temporels, il n'est pas nécessaire de se placer à de très hautes fréquences d'échantillonnage ; une fréquence d'échantillonnage légèrement supérieure à celle de Shannon permettant un calcul correct du DI tout en limitant la consommation énergétique (du convertisseur analogique-numérique et du calcul de la FFT).

Effet de la résolution du convertisseur analogique-numérique (résolution verticale)

Un autre paramètre important lors de la numérisation d'un signal est le fait que ses états ne sont plus continus, mais discrétisés verticalement. Comme précédemment, la consommation énergétique du convertisseur analogique-numérique est directement reliée au nombre de niveaux de discrétisation (on considèrera que la FFT se fait sur un nombre constant de bits). La résolution verticale change également l'évolution du DI , comme illustré dans la Figure 4.7. La structure utilisée ici est une plaque CRFP (composite carbone/epoxy), le mode sélectionné est le premier mode symétrique S_0 , et le défaut se trouve dans le trajet direct du couple actionneur/capteur. Les essais de 1 à 100 correspondent au cas sain, puis un défaut (trou) est introduit dans la structure. Le diamètre du trou varie de 1 mm à 10 mm avec un pas constant de 1 mm introduit tout les 10 essais. Cette Figure montre que l'évolution du DI n'est pas significativement altérée tant que le nombre de bits de conversion est supérieur à 6. Au-delà, on remarque d'une part que la valeur du DI est supérieure (le seuil de détection^{4.10} aussi), et d'autre part qu'un "bruit" plus important apparaît. Un cas particulier se dégage de la quantification sur 1 bit, qui correspond en fait au signe de la signature^{4.11}. Dans ce cas l'Indice d'Endommagement est très sensible lors de l'apparition du défaut, pour ensuite très peu évoluer. Enfin, on remarque que les "sauts" du DI sont d'autant plus importants que le nombre de bits est faible, mais ces "sauts" n'interviennent alors que pour certaines augmentations du défaut (c'est-à-dire que la sensibilité est plus importante mais l'Indice d'Endommagement moins discriminant).

Par conséquent, il n'est pas nécessaire d'avoir une résolution verticale très élevée pour un contrôle de santé correct (en considérant bien entendu que la pleine échelle est exploitée). On pourra également remarquer que l'utilisation du seul signe de la signature (ou de manière équivalente les instants de passage par zéros) permet un contrôle efficace, mais ne donne qu'une information qualitative de l'état de santé.

L'Indice d'Endommagement est ainsi un bon moyen d'évaluer l'évolution d'une structure, dans un contexte temps réel et pour un coût énergétique somme toute limité. Cependant, dans l'optique de son application à des systèmes ultra-basse consommation, des variantes peuvent être définies.

4.10. en pointillés sur la Figure et donnés par la somme de la valeur moyenne et de cinq fois l'écart-type dans le cas sain

4.11. La valeur 0 est considérée comme négative.

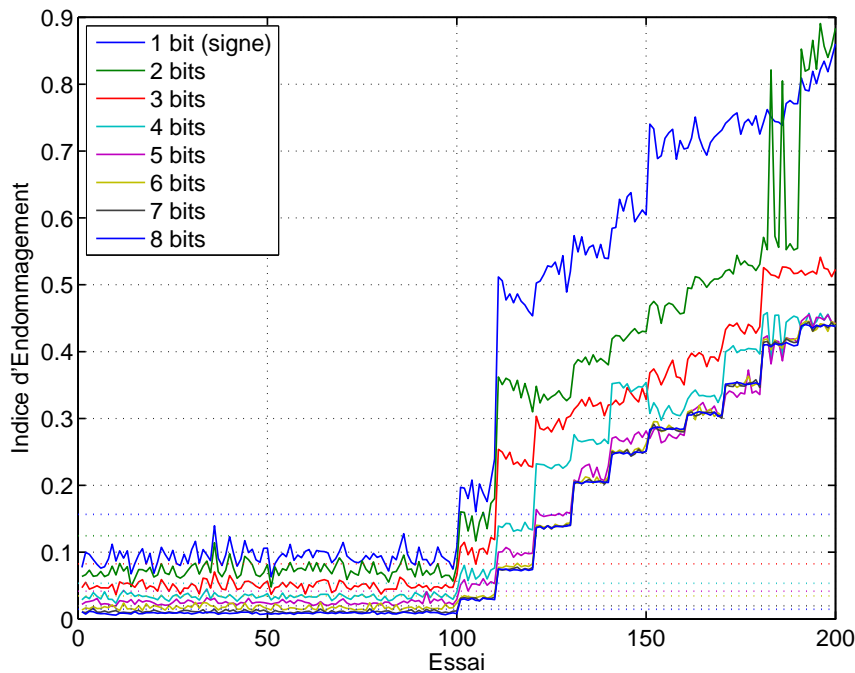


Figure 4.7 – Effet de la résolution verticale sur le calcul de l'Indice d'Endommagement

4.2 Généralisation de la notion d'Indice d'Endommagement

Dans ce paragraphe une extension de l'Indice d'Endommagement est proposée. Dans un premier temps, nous adopterons un formalisme mathématique afin de définir de manière générale la notion de DI . Nous nous intéresserons par la suite à des définitions particulières, qui privilégient soit l'aspect énergétique (au niveau du traitement du signal) de l'estimateur, soit sa robustesse et sa sensibilité.

4.2.1 Principes

L'Indice d'Endommagement tel qu'il est défini dans le paragraphe précédent utilise une opération de transformation bien précise (la FFT), ainsi qu'un opérateur fixé de distance entre la signature de référence (nommée sig_0 dans le développement suivant) et celle relevée (sig dans le développement suivant). Cependant, on peut s'affranchir de ces opérations concrètes en définissant un Indice d'Endommagement généralisé selon l'équation (4.2), où f est un opérateur de distance, et g une fonction de transformation d'espace.

$$DI = f(g(sig), g(sig_0)) \quad (4.2)$$

On pourra noter que f est généralement surjective, avec un espace d'arrivée comprenant l'ensemble des réels entre 0 et 1 (entre d'autres termes f est un opérateur de distance normalisée). Cette distance peut de plus être calculée en considérant un système multidimensionnel (espace des complexes, analyse multi-échelle...).

Le rôle de la fonction de transformation d'espace g est de faire ressortir les différences entre les signatures, qui sont difficilement décelables dans le domaine temporel.

4.2.2 Opérateur de transformation

Dans un premier temps on étudiera différentes transformations, en gardant en mémoire les contraintes énergétiques, de robustesse et de sensibilité. Particulièrement, on s'intéressera aux opérateurs :

- de transformée de Fourier discrète (module ou complexe)
- de transformée en ondelette discrète
- RMS (valeur finale seule ou intégralité du signal RMS)

Ce dernier opérateur n'est pas vraiment une transformation au sens strict du terme ; mais il peut être intéressant étant donné qu'il donne une image de l'énergie du signal.

D'un point de vue de la robustesse et de la sensibilité, la transformation en ondelettes semble très intéressante, permettant une décomposition précise dans l'espace et le temps, alors que cette dernière dimension est difficilement visible dans le domaine fréquentiel de Fourier ^{4.12}. Dans le cas RMS, c'est la résolution verticale qui est diffuse, du fait de l'approche énergétique de l'opérateur.

La consommation énergétique, elle, dépend directement du nombre d'opérations nécessaires pour effectuer la transformation. Le nombre total d'opérations NO est donné par les expressions (4.3), (4.4) et (4.5), respectivement pour la FFT ([FJ05]), la FWT ^{4.13} ([RD92]) et la RMS. N est le nombre d'échantillons et L la longueur du filtre de la FWT.

$$NO_{FFT} = \frac{34}{9}N \times \log_2(N) \quad (4.3)$$

$$NO_{FWT} = 6N \times \log_2(L) \quad (4.4)$$

$$NO_{RMS} = 4(N - 1) \quad (4.5)$$

Dans le cas d'un microcontrôleur nécessitant une énergie de $1.2 \mu J$ par opération ^{4.14}, on obtient les énergies nécessaires pour le traitement illustrées dans la Figure 4.8. On remarque ainsi le peu d'énergie nécessaire pour le calcul de la valeur RMS. Cependant la solution FWT est très intéressante d'un point de vue du compromis énergie/pertinence de l'analyse (qui peut en plus être contrôlé par la longueur du filtre), d'autant plus que les filtres sont la plupart du temps d'une longueur limitée.

De plus, l'ondelette-mère de la FWT peut être choisie selon plusieurs critères. Ainsi que mentionné précédemment, on peut pencher pour l'ondelette de Morlet

4.12. La variable temps est cachée dans la phase.

4.13. Fast Wavelet Transform

4.14. consommation typique d'un 8051

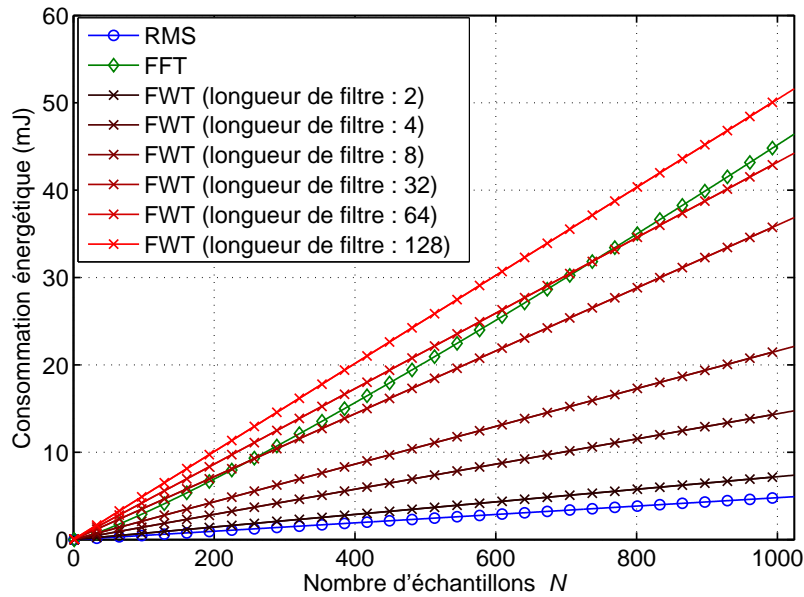


Figure 4.8 – Consommation énergétique pour différents opérateurs de transformation

ou le “Mexican Hat”, étant donnée leur similitude avec la réponse impulsionnelle symétrisée de la structure électromécanique. Dans le cas précis où seul le signe de la signature est utilisé (conversion 1 bit décrite dans la partie 4.1.3), l’ondelette de Haar peut également être très intéressante (cette ondelette est très bien adaptée aux données binaires). Les formes d’ondes de ces trois ondelettes sont représentées dans le domaine des ondelettes continues dans la Figure 4.9 (les ondelettes de Morlet et “Mexican Hat” existent également sous formes de filtres dans le domaine des ondelettes discrètes (la transposition de l’ondelette de Haar étant triviale)).

Cependant, par soucis de clarté et de concision, on n’étudiera par la suite que les transformations par Fourier en module (DI “originel”) et valeur finale de la RMS (DI implémenté dans le dispositif présenté au chapitre 5).

4.2.3 Opérateur de distance

Nous nous intéresserons dans cette partie à l’opérateur permettant l’évaluation de la distance (opérateur f dans l’équation (4.2)) entre la signature de référence et celle relevée dans l’espace considéré par la transformation choisie.

Ainsi plusieurs opérateurs de distance peuvent être définis, chacun ayant son propre compromis coût/robustesse/sensibilité. Le Tableau 4.1 présente un exemple de plusieurs (9) définitions de ces opérateurs, en classant ceux-ci selon le calcul de distance terme à terme (c’est-à-dire pour chaque point de la transformée - en ligne) et selon le calcul de la distance globale (en colonne). On notera que l’indice de sommation est implicite.

Du point de vue de la robustesse, on notera que la normalisation terme à terme (seconde colonne) plutôt que globale peut entraîner des divergences lorsque la signature de référence comporte des zéros dans la gamme d’échantillons concernée. De plus, en terme de nombre d’opérations, une telle définition nécessite l’appel aux

	Différence des distances	Distance du rapport	Rapport des distances
Valeur absolue de la différence	$DI_1 = \frac{\sum_0^{N-1} g(sig_0) - g(sig) }{\sum_0^{N-1} g(sig_0) }$	$DI_2 = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \left \frac{g(sig_0) - g(sig)}{g(sig_0)} \right $	$DI_3 = \left 1 - \frac{\sum_0^{N-1} g(sig)}{\sum_0^{N-1} g(sig_0)} \right $
Valeur absolue de la différence des carrés	$DI_4 = \frac{\sum_0^{N-1} g(sig_0)^2 - g(sig)^2 }{\sum_0^{N-1} g(sig_0)^2 }$	$DI_5 = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \left \frac{g(sig_0)^2 - g(sig)^2}{g(sig_0)^2} \right $	$DI_6 = \left 1 - \frac{\sum_0^{N-1} g(sig)^2}{\sum_0^{N-1} g(sig_0)^2} \right $
Valeur absolue du carré de la différence	$DI_7 = \frac{\sum_0^{N-1} g(sig_0) - g(sig) ^2}{\sum_0^{N-1} g(sig_0) ^2}$	$DI_8 = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} \left \frac{g(sig_0) - g(sig)}{g(sig_0)} \right ^2$	$DI_9 = \left 1 - \frac{\sum_0^{N-1} g(sig)}{\sum_0^{N-1} g(sig_0)} \right ^2$

Tableau 4.1 – Définition des opérateurs de distance (N est le nombre d'échantillons - l'indice de sommation est sous-entendu)

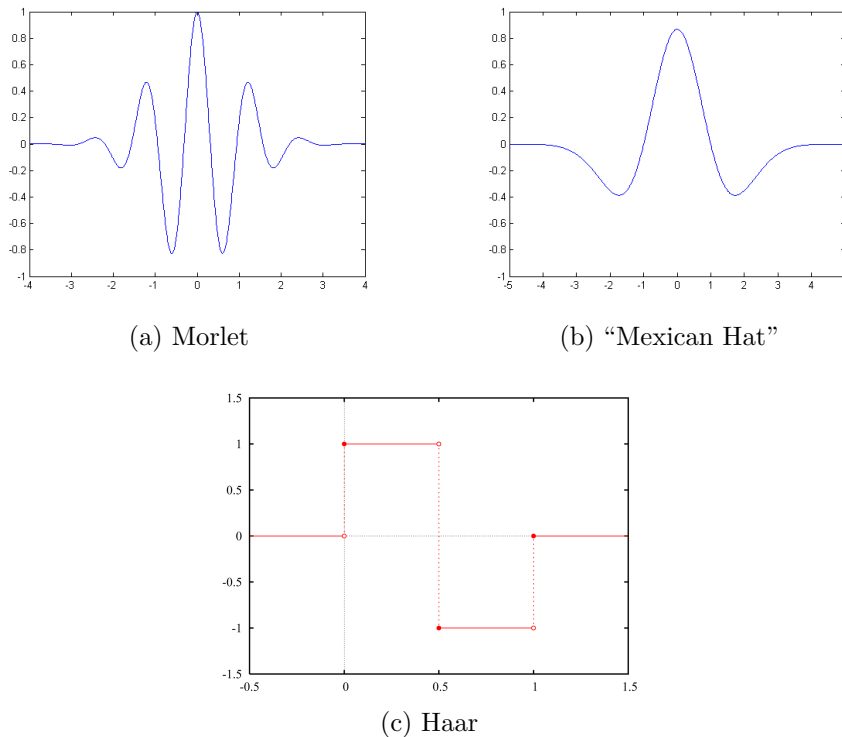


Figure 4.9 – Ondelettes continues pouvant être utilisées pour le calcul de l'Indice d'Endommagement

échantillons de référence plusieurs fois par itération, alors que le numérateur des deux autres définitions peut être simplement stocké sous la forme d'un scalaire (résultat de la somme), limitant le nombre de divisions^{4.15} et donc l'énergie consommée.

À titre de comparaison, le Tableau 4.2 donne le nombre d'opérations par définition de DI lorsque le résultat de la transformation est unidimensionnel (chaque échantillon est un scalaire). Bien entendu, lorsque le signal est complexe ou plus généralement défini sur n dimensions, le nombre d'opérations augmente (il dépend également de la définition de la norme dans ce cas). On notera d'autre part que lorsque le résultat de la transformation est un scalaire (par exemple la valeur RMS finale), le nombre d'opérations est très limité (cas analogue à $N = 1$).

Type de DI	DI_1	DI_2	DI_3	DI_4	DI_5	DI_6	DI_7	DI_8	DI_9
Nombre d'opérations	$2N$	$3N$	$N + 1$	$3N$	$4N$	$2N + 1$	$2N$	$3N$	$N + 2$

Tableau 4.2 – Nombre d'opérations de chaque opérateur de distance pour le calcul d'un DI (N est le nombre d'échantillons)

4.15. En fait une seule division est nécessaire.

4.3 Comparaisons théoriques

Après avoir défini l'Indice d'Endommagement généralisé, on se propose ici de comparer les différentes variantes d'Indices d'Endommagement proposées dans le Tableau 4.1. La comparaison se fera sur un signal de base de type Morlet ainsi que sur un signal expérimental dans le cas sain (issue de la structure CFRP présentée précédemment) auquel on fera subir des transformations analytiques afin de simuler l'évolution progressive d'un défaut :

atténuation pure, où le signal de base sera simplement multiplié par un facteur réel décroissant

atténuation pure avec distorsion, où le signal est également multiplié par une fenêtre de Hanning de plus en plus décalée et comprimée

contribution supplémentaire, où un signal identique, mais décalé dans le temps ^{4.16} et multiplié par un facteur constant, est ajouté

contribution supplémentaire avec distorsion, où le signal ajouté est de plus multiplié par une fenêtre de Hanning de plus en plus décalée et comprimée

4.3.1 Ondelette de Morlet

Dans un premier temps on considèrera un signal synthétique simple consistant en une ondelette de Morlet représentée dans la Figure 4.10. Le signal étant de courte durée temporelle, l'effet de la distorsion n'intervient que lorsque l'atténuation devient importante. De plus, on remarque que la contribution supplémentaire n'interagit pas avec le signal de base. L'application des modifications précédemment décrites conduit à la représentation illustrée dans la Figure 4.11.

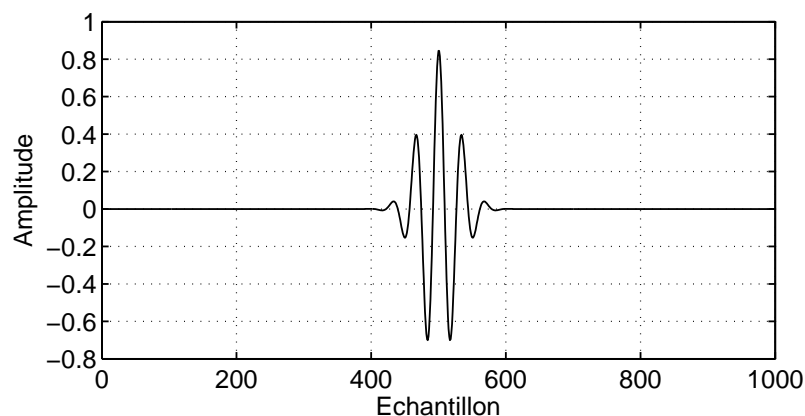


Figure 4.10 – Signal de base synthétique

4.16. Ce décalage peut être constant ou variable

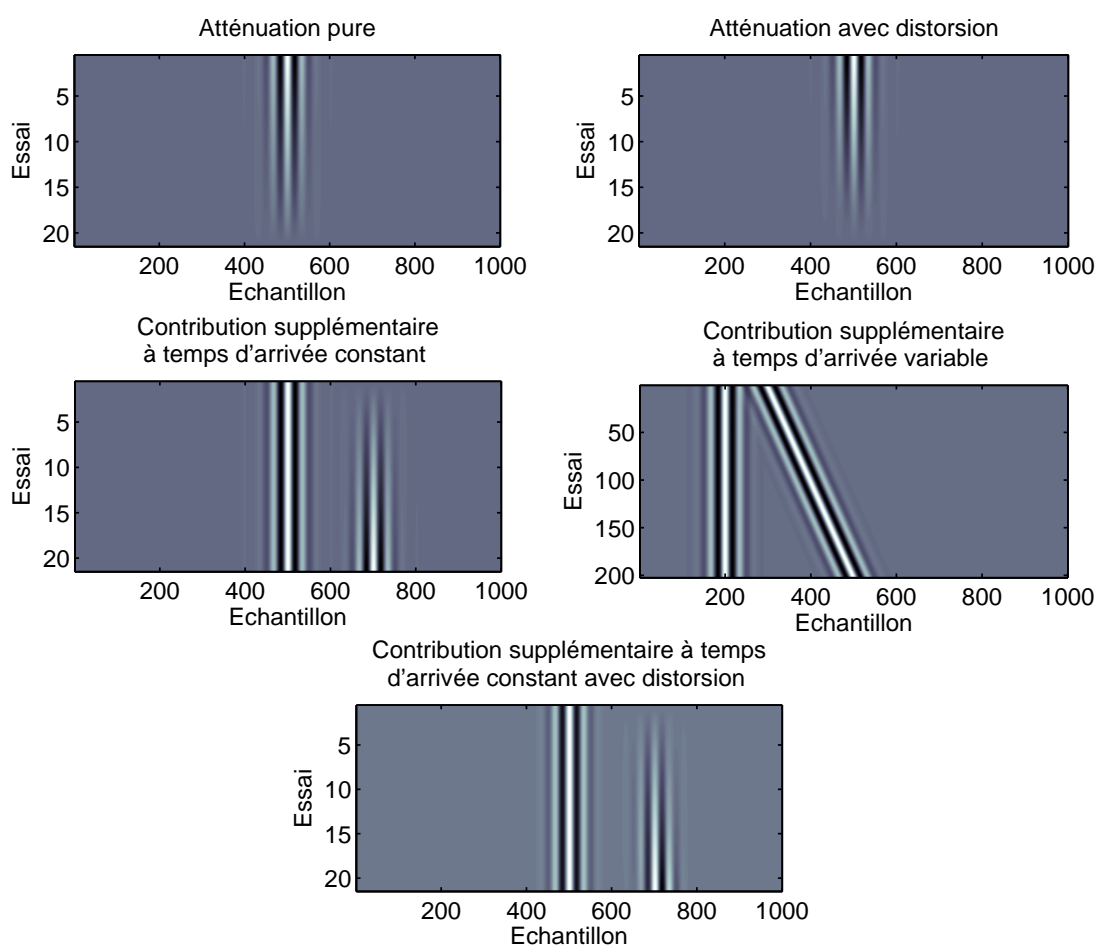


Figure 4.11 – Représentation des modifications du signal synthétique

Atténuation pure

Dans un premier temps, on se propose d'examiner le comportement des Indices d'Endommagement lorsque le signal subit une atténuation pure (réelle). Les résultats sont présentés dans la Figure 4.12. Les prédictions théoriques de ces courbes peuvent facilement se déduire du Tableau 4.1, les transformations utilisées étant linéaires dans ce cas précis. Ainsi les Indices d'Endommagement DI_1 , DI_2 et DI_3 varient en $(1 - a)$, avec a le coefficient de multiplication du signal modifié (l'atténuation est totale quand $a = 0$). Les DI_4 , DI_5 , DI_6 et DI_9 évoluent quant à eux selon $(1 - a^2)$, et enfin les DI_7 et DI_8 changent avec $(1 - a)^2$. En effet, dans le cas de la RMS $N = 1$ (donc la sommation disparaît), et par conséquent la définition des Indices d'Endommagements selon le Tableau 4.1 montrent que les DI s en ligne sont équivalents, excepté pour le DI_9 qui dans ce cas se rapproche des DI_4 à DI_6 . Le Tableau 4.3 résume les différents effets de l'atténuation sur les Indices d'Endommagement.

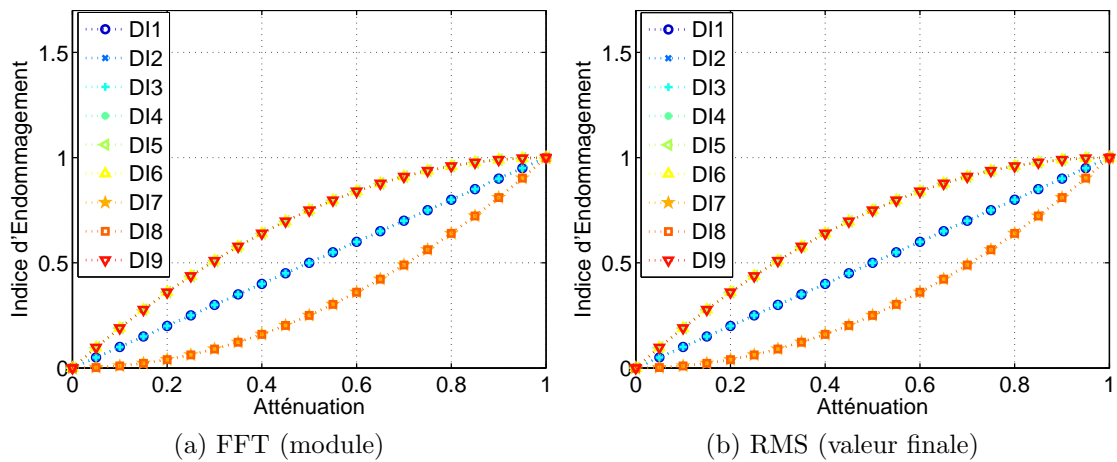


Figure 4.12 – Effet d'une atténuation pure dans le cas d'un signal synthétique

Type de DI	DI calculé à partir de la FFT (amplitude du spectre) ou de la RMS (valeur finale)
DI_1, DI_2, DI_3	$1 - a$
DI_4, DI_5, DI_6, DI_9	$1 - a^2$
DI_7, DI_8	$(1 - a)^2$

Tableau 4.3 – Effet d'une atténuation réelle

Atténuation avec distorsion

On se propose ici de multiplier le signal par une fenêtre de Hanning évolutive. Cependant, afin de dissocier l'effet d'atténuation de celui de la distorsion, on s'assurera que le signal a la même énergie que son homologue non distordu (le cas où ce critère énergétique n'est pas respecté est présenté en annexe G). Les Indices d'Endommagement ainsi obtenus sont présentés dans la Figure 4.13. Ces résultats sont quasiment identiques à ceux exposés précédemment. Ceci s'explique dans le cas de la FFT par le fait que le spectre de l'ondelette de Morlet est très pur et de bande relativement étroite ; par conséquent le fenêtrage par Hanning ne change pas beaucoup ce spectre. Dans le cas de la RMS, les résultats sont rigoureusement identiques, la RMS étant un opérateur donnant une image de l'énergie (or on s'est assuré du fait que les signaux distordus et non distordus aient la même énergie).

On remarque cependant dans le cas de la FFT que les DI_2 , DI_5 et DI_8 dévient légèrement par rapport au cas sans distorsion. Ces Indices d'Endommagements, correspondant à la colonne "distance du rapport" dans le Tableau 4.1, sont donc plus sensibles que les autres indices à ce type de modification. Ceci s'explique par la division terme à terme sur les échantillons ; ainsi ces DI s sont très sensibles à des variations locales du spectre.

Contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant

Désormais on rajoute au signal un version décalée et atténuée de lui-même (avec facteur d'amplification croissant). Les résultats obtenus par cette méthode sont illustrés par la Figure 4.14.

La modélisation du comportement des Indices d'Endommagements dans le cas de la FFT peut être obtenue en utilisant la linéarité de l'opérateur. Ainsi le signal temporel sig peut s'exprimer selon la relation (4.6), avec sig_0 le signal de référence, a l'amplitude relative de la contribution supplémentaire, n l'échantillon dans le domaine temporel, et n_0 l'échantillon d'apparition de la contribution. L'expression

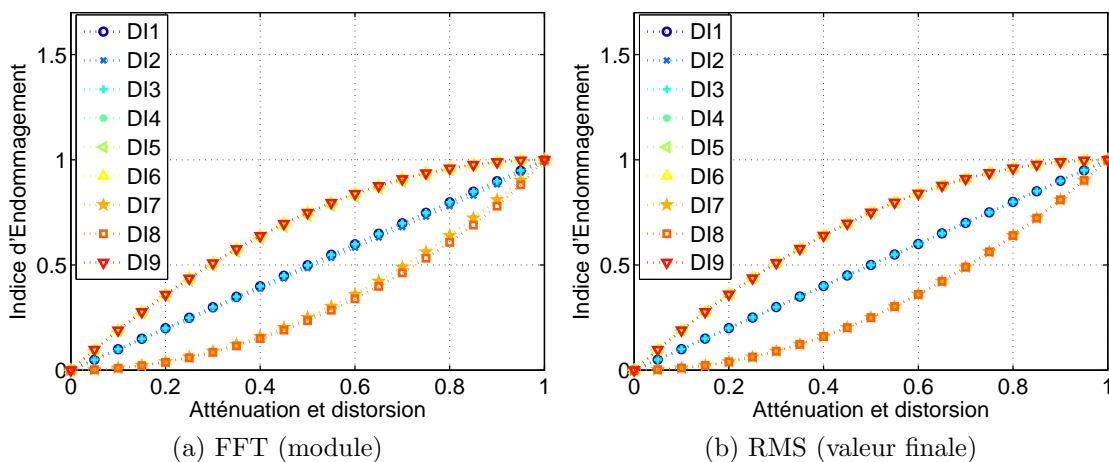


Figure 4.13 – Effet d'une atténuation avec distorsion dans le cas d'un signal synthétique

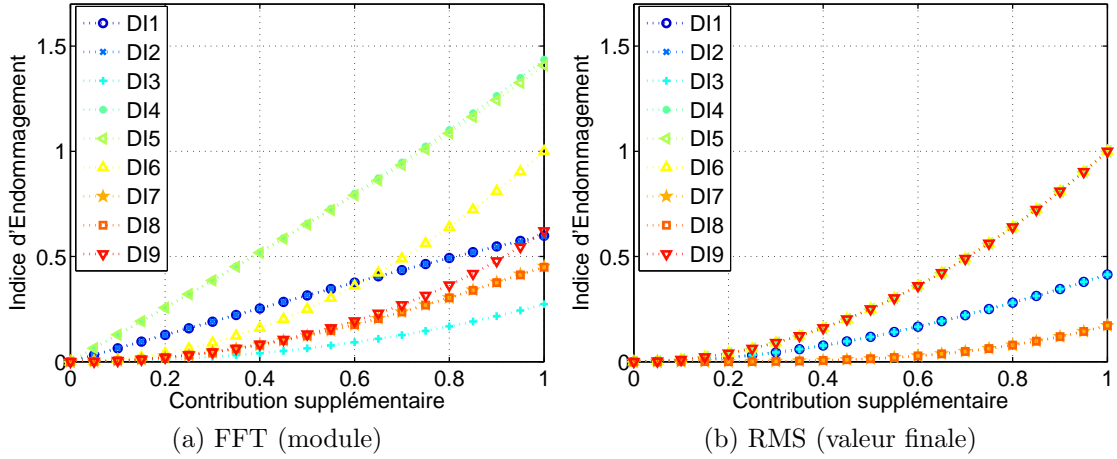


Figure 4.14 – Effet d’une contribution supplémentaire à temps d’arrivée constant dans le cas d’un signal synthétique

du module du signal dans le domaine de Fourier est donc donnée par (4.7), avec k l’échantillon en fréquence, \widetilde{sig}_0 et \widetilde{sig} les transformées de Fourier discrètes respectives de la signature de référence et de celle relevée. À partir de cette observation et des définitions des Indices d’Endommagement, on peut donc expliquer le comportement linéaire de DI_1 et DI_2 . Le comportement des autres Indices d’Endommagement est une fonction faisant intervenir des polynômes du second degré, des racines carrées, et des opérateurs trigonométriques (Tableau 4.4) ; ces derniers faisant intervenir le temps d’apparition de la contribution. On peut de plus montrer que les DI s suivants sont équivalents entre eux (les définitions faisant intervenir le rapport des distances sont différentes du fait de leur approche “globale” sur le spectre) :

- DI_1 et DI_2
- DI_4 et DI_5
- DI_7 et DI_8

$$sig(n) = sig_0(n) + a sig_0(n - n_0) \quad (4.6)$$

$$|\widetilde{sig}_k| = |(1 + a e^{-j2\pi n_0 k/N}) \widetilde{sig}_{0k}| = \sqrt{1 + 2a \cos\left(\frac{2\pi n_0 k}{N}\right) + a^2} |\widetilde{sig}_{0k}| \quad (4.7)$$

De plus, la contribution supplémentaire intervenant bien après que le signal original se soit atténué, aucun recouvrement n’intervient. Par conséquent le comportement des Indices d’Endommagement faisant intervenir la RMS est une fonction combinant racine carrée et polynôme de second degré. En effet, la RMS du signal relevé $RMS(sig)$ est donnée par l’expression (4.8)^{4.17} (le double produit apparaissant lors du calcul de la RMS est nul du fait du non-recouvrement - Tableau 4.4). Pour la même raison que celle exposée dans le cas de l’atténuation pure (le résultat

4.17. Il est implicitement considéré que le calcul de la RMS se fait sur une plage de temps assez grande pour que le signal de contribution soit entier.

Type de DI	FFT (amplitude du spectre)	RMS (valeur finale)
DI_1	$\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left(\left 1 - \sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} \right s\tilde{g}_{0k} \right)}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k} }$	$ 1 - \sqrt{1 + a^2} $
DI_2	$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left 1 - \sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} \right $	$ 1 - \sqrt{1 + a^2} $
DI_3	$\left 1 - \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left(\sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} s\tilde{g}_{0k} \right)}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k}} \right $	$ 1 - \sqrt{1 + a^2} $
DI_4	$\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left(2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2 s\tilde{g}_{0k} ^2 \right)}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k} ^2}$	a^2
DI_5	$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2 $	a^2
DI_6	$\left 1 - \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left((1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2)^2 s\tilde{g}_{0k}^2 \right)}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k}^2} \right $	a^2
DI_7	$\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left(\left 1 - \sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} \right ^2 s\tilde{g}_{0k} ^2 \right)}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k} ^2}$	$(1 - \sqrt{1 + a^2})^2$
DI_8	$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left 1 - \sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} \right ^2$	$(1 - \sqrt{1 + a^2})^2$
DI_9	$\left 1 - \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \left(\sqrt{1 + 2a \cos(2\pi n_0 k/N) + a^2} s\tilde{g}_{0k} \right)^2}{\sum_{k=0}^{N-1} s\tilde{g}_{0k}} \right $	a^2

Tableau 4.4 – Effet d'une contribution supplémentaire sans recouvrement

de la transformation est scalaire), on remarque que les définitions suivantes sont équivalentes entre elles :

- DI_1, DI_2 et DI_3
- DI_4, DI_5, DI_6 et DI_9
- DI_7 et DI_8

$$RMS(sig) = \sqrt{1 + a^2}RMS(sig_0) \quad (4.8)$$

On peut également remarquer dans le Tableau 4.4 que certains Indices d'Endommagement^{4.18} utilisant le module du spectre de Fourier ne peuvent être calculés analytiquement sans connaître le spectre de référence, alors que tous les DI_s sont définis dans le cas de la valeur finale de la RMS (on rappelle que l'on a supposé ici qu'il n'y a pas de recouvrement entre le signal original et la contribution), du fait de l'absence de sommation. Cependant l'utilisation de la RMS limite le choix entre trois DI_s dans ce cas-là, alors que l'utilisation de la FFT permet un choix beaucoup plus riche.

En traçant les DI_2, DI_5 et DI_8 dans le cas de la FFT^{4.19}, on observe que les signaux obtenus forment des fractales (Figure 4.15 dans le cas du DI_2 par exemple). En effet le zoom sur la moitié de l'abscisse dans chaque cas redonne un motif identique aux amplitudes et nombre d'échantillons près. On remarque de plus que seules des valeurs bien précises de temps d'apparition de la contribution se démarquent. Les valeurs de "plancher" M_i (valeur s'ajoutant aux motifs de fractale) de ces définitions s'obtiennent lorsque $p = 1$ et $N \rightarrow \infty$, et conduisent aux expressions (4.9), (4.10) et (4.11) pour les DI_2, DI_5 , et DI_8 respectivement, avec T_{obs} la fenêtre temporelle d'observation. A titre de comparaison, lorsque la contribution est de même amplitude que le signal d'origine ($a = 1$), ces valeurs sont respectivement données par $(4(\sqrt{3} - 1)/\pi - 1/3)$, $(2\sqrt{3}/\pi + 1/3)$ et $(3 - 8/\pi)$, pour les DI_2, DI_5 et DI_8 ^{4.20}.

$$M_2 = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} \left| 1 - \sqrt{1 + 2a \cos\left(\frac{2\pi}{T_{obs}}t\right) + a^2} \right| dt \quad (4.9)$$

$$M_5 = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} \left| 2a \cos\left(\frac{2\pi}{T_{obs}}t\right) + a^2 \right| dt \quad (4.10)$$

$$M_8 = \frac{1}{T_{obs}} \int_0^{T_{obs}} \left| 1 - \sqrt{1 + 2a \cos\left(\frac{2\pi}{T_{obs}}t\right) + a^2} \right|^2 dt \quad (4.11)$$

Contribution supplémentaire à temps d'arrivée variable

Lorsque l'on fait varier le temps d'apparition de la contribution supplémentaire^{4.21}, on obtient les résultats présentés dans la Figure 4.16.

4.18. Tous sauf ceux effectuant des opérations terme à terme.

4.19. seules définitions pouvant être tracées indépendamment du spectre de référence

4.20. L'intégration est obtenue d'une part en identifiant les parties négatives et positives du terme pris en valeur absolue, puis par changement de variable $X = \cos(2\pi t/T_{obs})$.

4.21. Afin de séparer les effets, la contribution supplémentaire a la même amplitude que le signal de base.

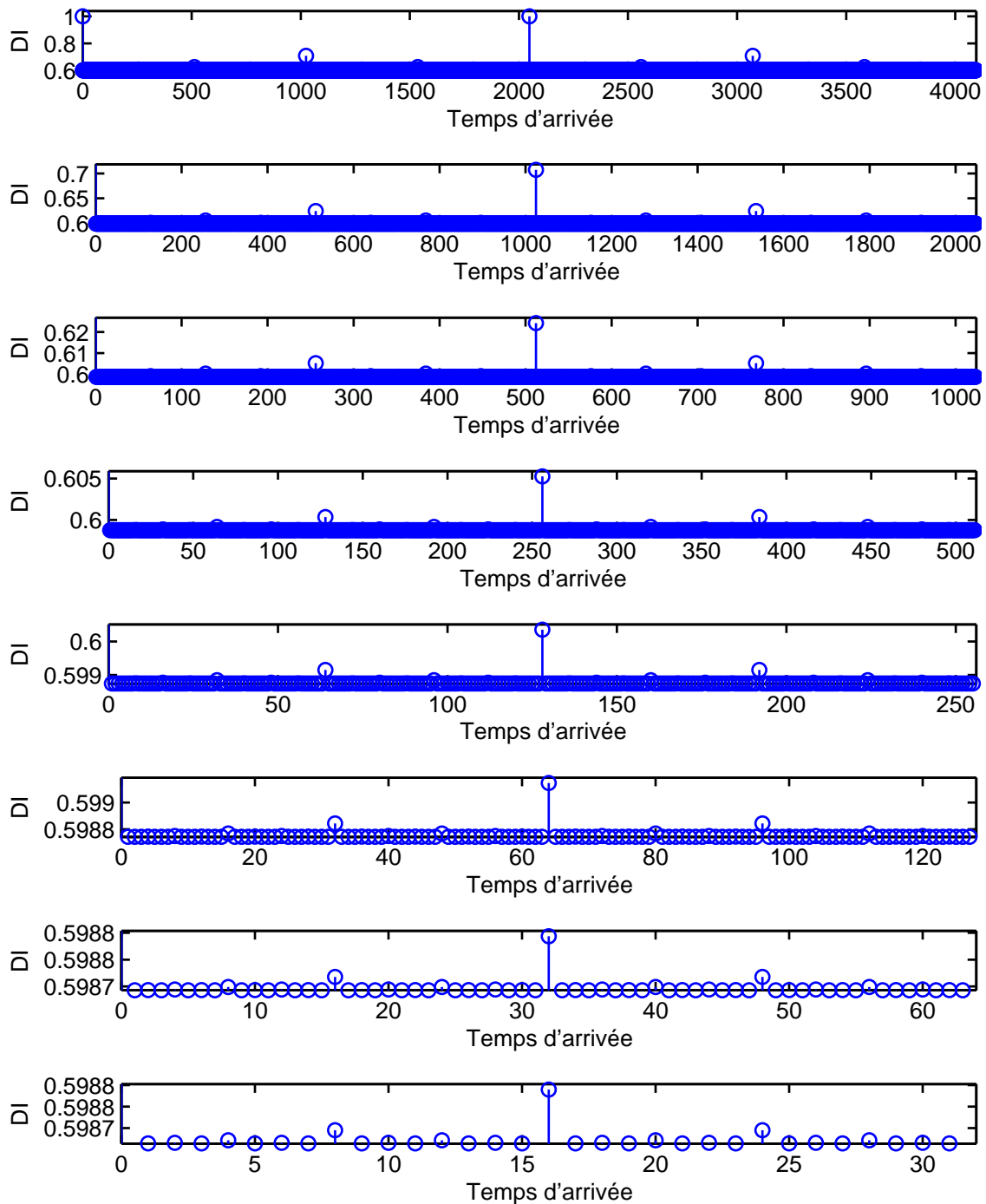


Figure 4.15 – Évolution théorique du DI_2 en fonction du temps d'apparition de la contribution supplémentaire sans recouvrement ($N = 4096$ - les différentes figures sont des zooms sur la première moitié, en terme d'abscisses, de la figure juste au-dessus)

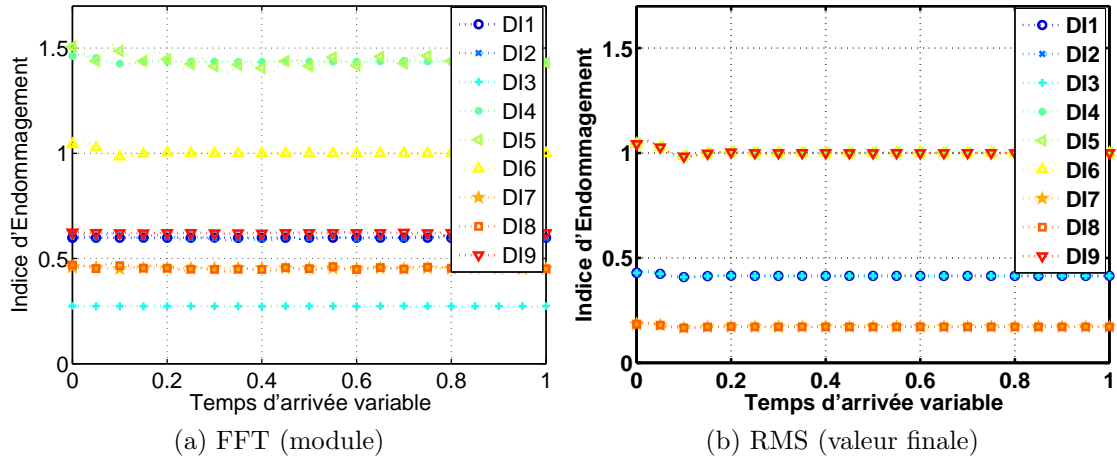


Figure 4.16 – Effet d’une contribution supplémentaire avec temps d’arrivée variable dans le cas d’un signal synthétique

On voit à partir de cette Figure que lorsqu’il n’y a pas de recouvrement, les Indices d’Endommagement calculés à partir du module de la FFT varient très peu. En effet si l’on trace les spectres obtenus pour plusieurs valeurs de temps d’arrivée, on remarque que les contributions, bien que différentes, conduisent à des aires similaires quel que soit le temps d’apparition (Figure 4.17). On remarque cependant de légères ondulations qui traduisent l’effet du temps d’arrivée.

Dans le cas de la RMS, les résultats corroborent les prédictions du Tableau 4.4. Seuls les temps d’arrivée faibles, qui interfèrent légèrement avec le signal original, altèrent les Indices d’Endommagement.

Contribution supplémentaire à temps d’arrivée constant avec distorsion

Le signal ajouté (contribution supplémentaire) est désormais modulé par une fenêtre de Hanning de plus en plus décalée et comprimée dans le temps. Cependant, de manière analogue à l’atténuation avec distorsion, l’énergie du signal est préservée par rapport au cas sans distorsion (les résultats lorsque ce critère énergétique n’est pas respecté sont également présentés en annexe G). Les résultats obtenus sont représentés dans la Figure 4.18.

Dans le cas de la FFT on remarque que les DI_1 , DI_3 , DI_4 , DI_6 , DI_7 et DI_9 (“différence des distances” et “rapport des distances”) sont quasiment inchangés, du fait de la faible largeur de bande de l’ondelette de Morlet. Bien qu’étant également linéaires, les DI_2 , DI_5 et DI_8 changent significativement par rapport au cas précédent lorsque la distorsion devient importante, ce qui s’explique par leur sensibilité dûe à la comparaison échantillon par échantillon.

Les Indices d’Endommagements dérivés de la RMS ne changent pas quant à eux, et ce pour les mêmes raisons que celles évoquées dans les deux parties précédentes (conservation de l’énergie et non recouvrement).

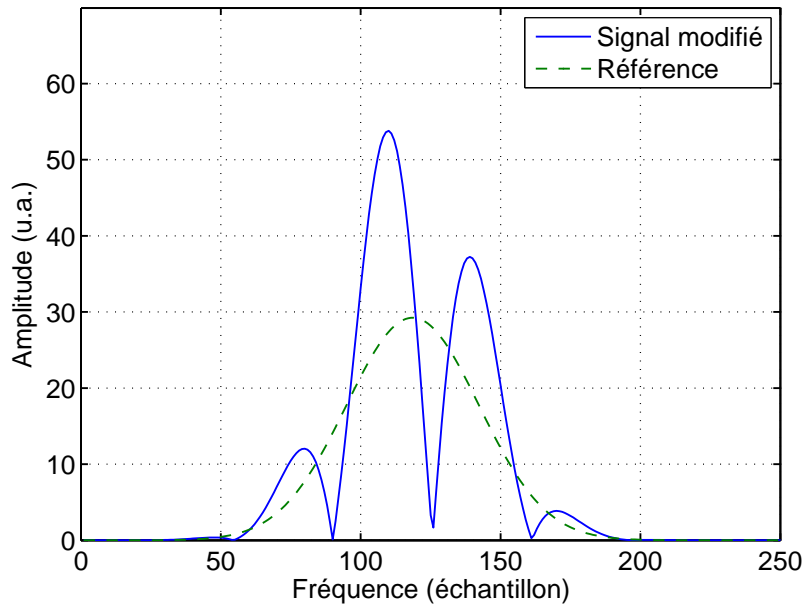


Figure 4.17 – Effet d'une contribution supplémentaire dans l'espace de Fourier

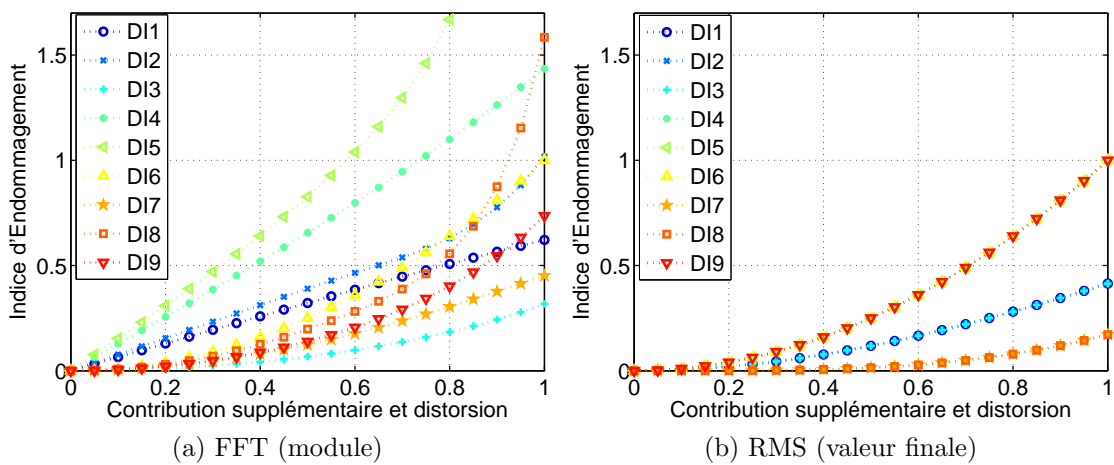


Figure 4.18 – Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion dans le cas d'un signal synthétique

4.3.2 Signal issu de la plaque CFRP

On se propose ici d'appliquer les différentes modifications à un signal de base expérimental reçu sur un capteur et illustré dans la Figure 4.19. Un tel signal est plus riche en fréquence que l'ondelette de Morlet, et présente un rapport signal/bruit non infini. De plus, sa durée temporelle étant plus importante, la contribution supplémentaire interagit directement avec la signature relevée.

Les signaux ainsi obtenus sont représentés dans la Figure 4.20. On remarque que la distorsion atténuée plus fortement le début et la fin du signal (et ce même pour des atténuations faibles), et que la contribution supplémentaire peut créer des interférences constructives ou destructives avec le signal d'origine.

Enfin, contrairement à la partie précédente, on s'attachera ici à comparer les différents Indices d'Endommagement selon des critères plus pratiques (sensibilité, robustesse...).

Atténuation pure

Les résultats obtenus lorsqu'une atténuation pure est appliquée au signal sont présentés dans la Figure 4.21. Ces résultats sont équivalents à ceux précédemment exposés dans le cas de l'ondelette de Morlet.

On remarque ainsi que les DI_1 à DI_3 sont proportionnels à l'atténuation, du fait de leur linéarité. Ces Indices d'Endommagement ont donc une sensibilité indépendante de l'état de la structure. Pour les définitions DI_4 à DI_6 et DI_9 , l'évolution en $(1 - a^2)$ est ainsi beaucoup plus sensible lors de l'apparition du défaut et pour les stades préliminaires d'endommagement (a proche de 1) que lorsque l'on se rapproche de la rupture de la structure (dérivée du DI nulle lorsque a tend vers 0). Les Indices d'Endommagement DI_7 et DI_8 évoluent de manière opposée. Ils sont ainsi très peu sensibles aux premiers stades d'endommagement, et augmentent relativement vite lorsque qu'un défaut important fait évoluer la structure vers la rupture.

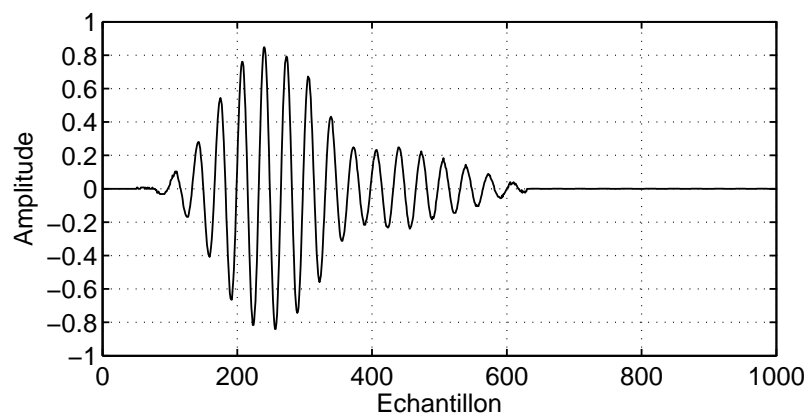


Figure 4.19 – Signal de base expérimental

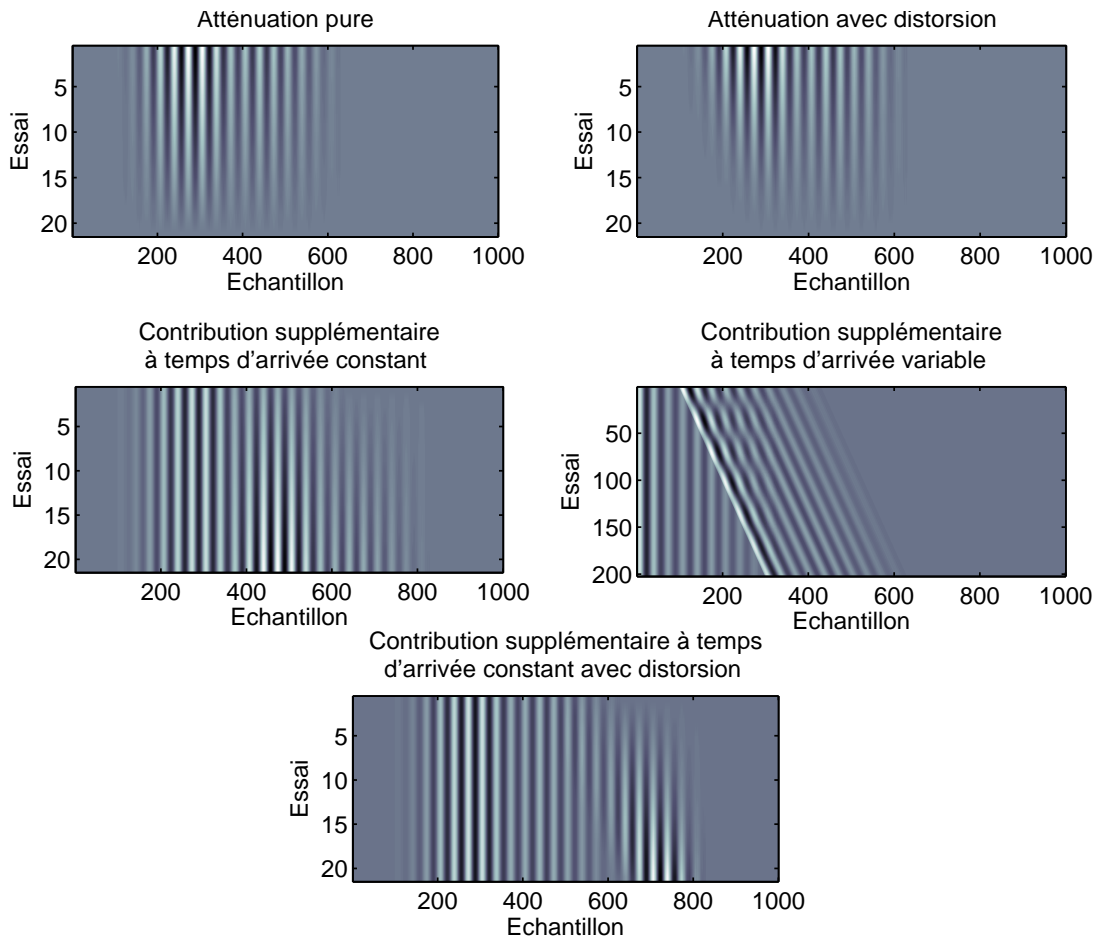


Figure 4.20 – Représentation des modifications du signal expérimental

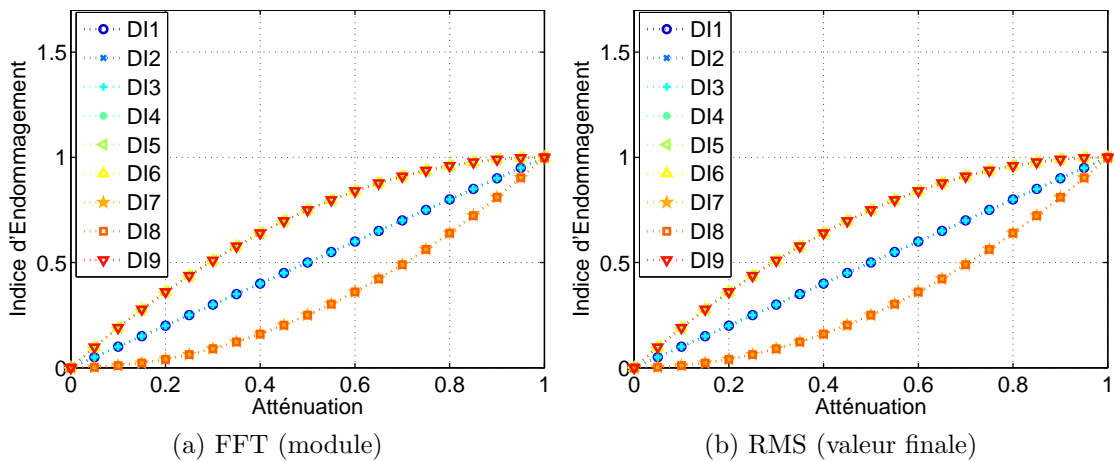


Figure 4.21 – Effet d'une atténuation pure dans le cas d'un signal expérimental

Atténuation avec distorsion

Lorsqu'une distorsion est également appliquée au signal atténué (avec conservation de l'énergie par rapport au signal non distordu - le cas de non conservation de l'énergie est décrit en annexe G), on obtient les évolutions des Indices d'Endommagement présentées dans la Figure 4.22.

Ces évolutions sont très similaires à celles obtenues sans distorsion. Les seules différences notables interviennent sur les DI_2 , DI_5 et DI_8 calculés à partir de la FFT, qui sont moins sensibles que les Indices d'Endommagements ayant la même définition de différence. Ceci s'explique par le fait que, contrairement aux autres définitions qui prennent en compte la globalité du signal, ces DI s effectuent les opérations de distance terme à terme.

Contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant

L'effet d'une contribution supplémentaire en utilisant le signal expérimental, illustré par la Figure 4.23, montre que la plupart des Indices d'Endommagement sont plus élevés que dans le cas du signal synthétique. Particulièrement, on observe d'importants changements avec la FFT sur les DI_4 (qui a ici un comportement bien plus quadratique), DI_5 , DI_6 , DI_7 et DI_9 . Ceci s'explique par le fait que la phase introduite par le décalage a davantage d'effet dans ce cas-ci que dans le cas du signal synthétique. Dans le cas de la RMS, les formes d'évolution sont assez similaires à celles précédemment obtenues avec le signal synthétique.

Les Indices d'Endommagements les plus sensibles ici sont les DI_4 , DI_5 et DI_6 , étant donné que la mise au carré du signal augmente la distance avec le signal de référence. Le DI_9 est quant à lui très peu sensible à une contribution supplémentaire (comme pour le signal synthétique). Enfin on peut noter que la sensibilité est à peu près constante quelle que soit l'évolution de la structure en utilisant la FFT, alors que l'évolution des DI s basés sur la RMS est plus prononcée lorsque le défaut introduit est assez important.

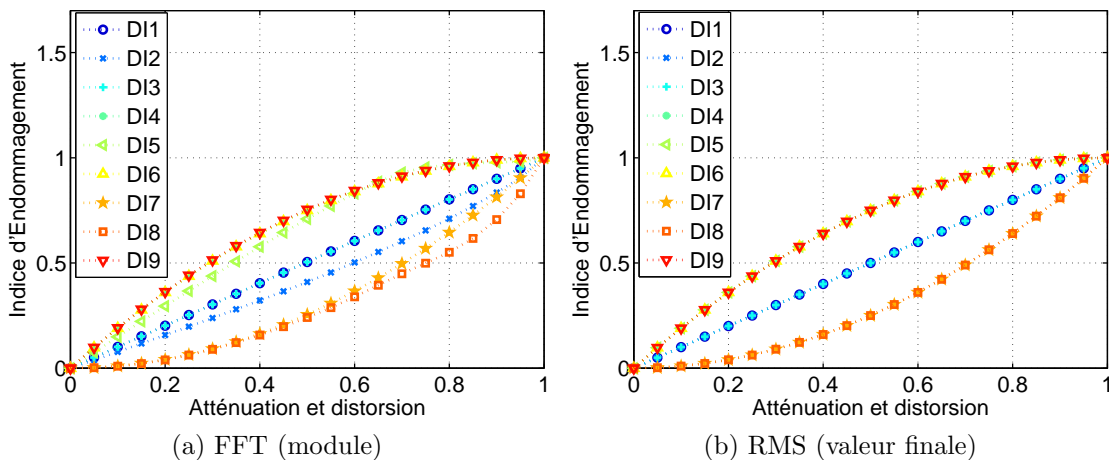


Figure 4.22 – Effet d'une atténuation avec distorsion dans le cas d'un signal expérimental

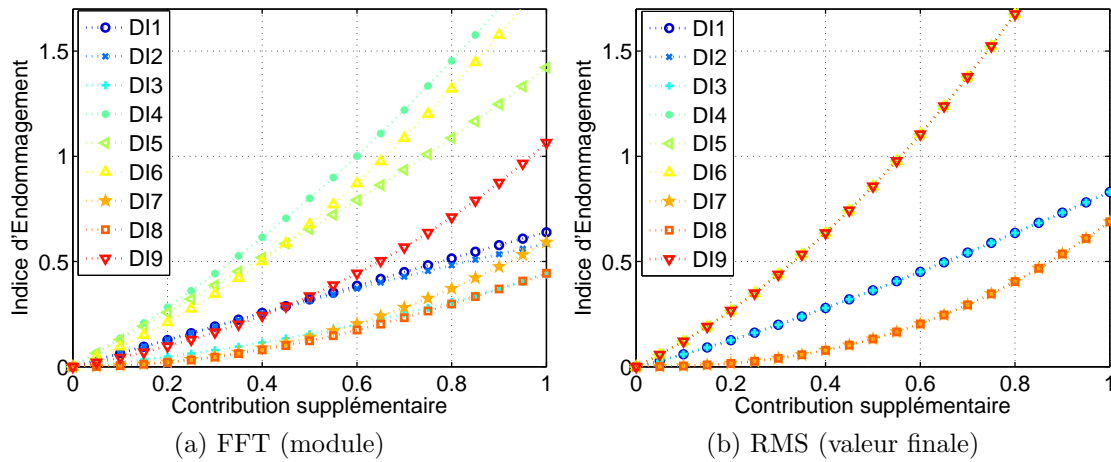


Figure 4.23 – Effet d’une contribution supplémentaire à temps d’arrivée constant dans le cas d’un signal expérimental

Contribution supplémentaire à temps d’arrivée variable

La Figure 4.24 représente les résultats obtenus lorsque l’on fait varier le temps d’apparition de la contribution^{4.22}. Contrairement au signal synthétique précédemment exposé, on obtient ici un recouvrement du signal original, ce qui conduit à des interférences changeant la valeur énergétique du signal reçu.

Dans le cas de la FFT, les Indices d’Endommagements DI_2 , DI_5 et DI_8 sont hors d’échelle (aux alentours de 15 pour le DI_2 et aux alentours de 1000 pour les DI_5 et DI_8). Ceci traduit l’instabilité de ces indices, qui divergent dès que le signal de référence comporte des zéros. Dans le cas des autres définitions, on observe une forte oscillation du DI . Cependant ces oscillations se font autour d’une valeur moyenne permettant ainsi une détection du défaut. Seul le DI_6 présente des zéros qui rendent

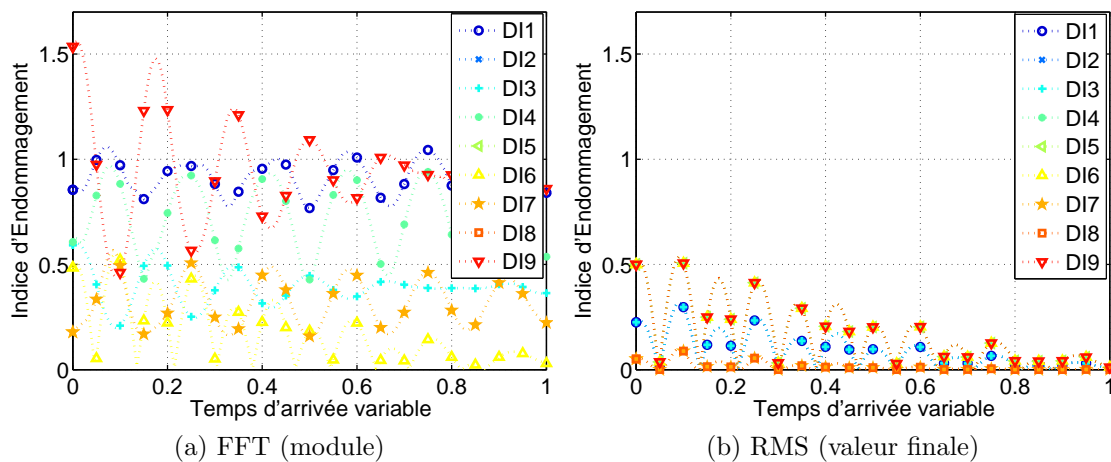


Figure 4.24 – Effet d’une contribution supplémentaire avec temps d’arrivée variable dans le cas d’un signal expérimental

4.22. Dans ce cas la contribution a la même amplitude que le signal original.

le défaut invisible.

Le cas de la RMS est beaucoup plus litigieux. En effet, tous les Indices d'Endommagements présentent des zéros (au mêmes endroits qui plus est) qui empêchent la détection de certains défauts. La forme générale des DI s basés sur la valeur finale de la RMS ressemble fortement à une sinusoïde redressée et atténuée. On remarque également l'équivalence des définitions suivantes :

- DI_1, DI_2 et DI_3
- DI_4, DI_5, DI_6 et DI_9
- DI_7 et DI_8

Contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant avec distorsion

Cette fois-ci le signal ajouté est modulé par une fenêtre de Hanning de largeur et position variables (cependant le signal conserve sa valeur énergétique par rapport à celui non distordu - le cas de non conservation de l'énergie est aussi décrit en annexe G). Les résultats alors obtenus sont présentés dans la Figure 4.25.

Cette Figure montre d'importantes variations des Indices d'Edommagement en utilisant la FFT. Particulièrement, les DI_2, DI_5 et DI_8 se montrent instables, probablement du fait de l'apparition de zéros dans le spectre de référence (ces Indices d'Endommagements utilisent une division terme à terme). Le DI_9 devient également particulièrement sensible au défaut dans ce cas. Les DI s dérivés de la RMS sont d'amplitude moindre que le cas précédent sans distorsion (ils se rapprochent plus des résultats obtenus avec le signal synthétique), mais présentent des évolutions similaires. Les sensibilités sont quant à elles similaires à celle obtenues sans distorsion (exceptés les DI_2, DI_5, DI_8 et DI_9 dans le cas de la transformation par Fourier).

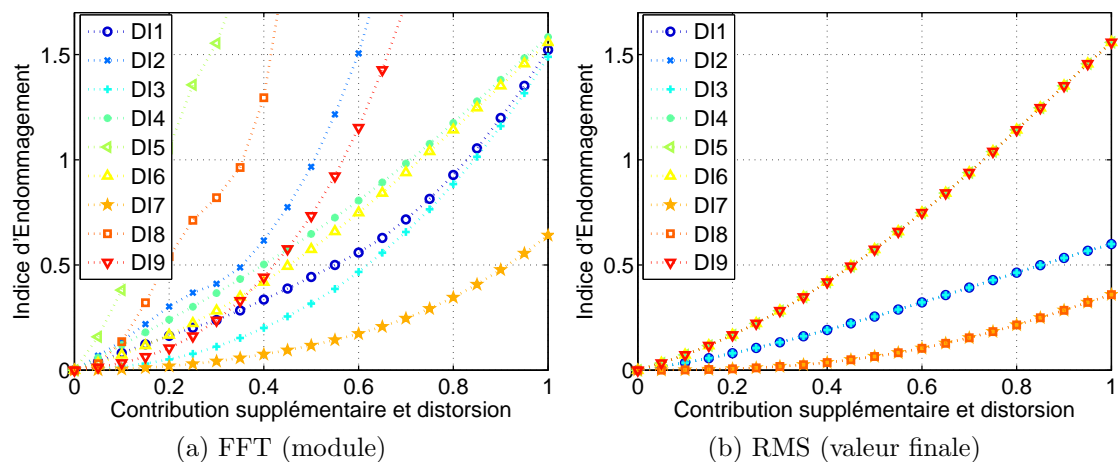


Figure 4.25 – Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion dans le cas d'un signal expérimental

4.3.3 Sensibilité au bruit

On se propose dans cette partie d'étudier les évolutions des Indices d'Endommagement lorsqu'un bruit est ajouté au signal dans le cas sain. Le bruit ajouté est une valeur suivant une loi de distribution uniforme comprise entre -0.5 et 0.5 et multipliée par la valeur maximale du signal.

Dans le cas du signal synthétique (ondelette de Morlet), les résultats obtenus sont présentés dans la Figure 4.26. Cette Figure montre ainsi dans le cas de la FFT que la barre d'erreur au niveau des Indices d'Endommagement est toujours inférieure à 10%, les meilleurs définitions étant (dans l'ordre) les DI_7 , DI_6 , DI_8 et DI_3 . On remarque également que la barre d'erreur est proportionnelle à l'amplitude du bruit rajouté (en linéaire).

Le cas de la RMS ne présente que trois évolutions différentes, du fait de l'équivalence de certaines définitions de l'Indice d'Endommagement dûe à la disparition de la sommation. D'un point de vue général, la RMS est bien moins sensible que la FFT au bruit, du fait de l'approche énergétique de l'opérateur. On remarque que les courbes n'ont pas une évolution monotone en fonction du rapport signal à bruit. En effet, la barre d'erreur passe par un minimum local aux alentours de 35 dB de rapport signal à bruit. Ceci s'explique également par le comportement énergétique de l'opérateur. En effet, lorsque que le rapport signal à bruit diminue à partir de valeurs élevées, l'énergie du bruit est négligeable, mais ce dernier modifie significativement le signal de référence, et donc son contenu énergétique. Pour de faibles valeurs du rapport signal à bruit, l'énergie du bruit augmente l'énergie totale du signal, ce qui contre l'effet précédent. Du point de vue des performances, les DI_7 et DI_8 sont largement moins sensibles au bruit que les autres définitions. On pourra de plus noter que la tangente lorsque le rapport signal à bruit est faible est différente de celle lorsque ce rapport tend vers l'infini.

Lorsque le signal de référence est celui issu de la plaque CRFP dans les conditions expérimentales, on obtient la Figure 4.27 quand un bruit de loi de probabilité uniforme est artificiellement ajouté. On voit ici aussi l'instabilité des définitions DI_2 ,

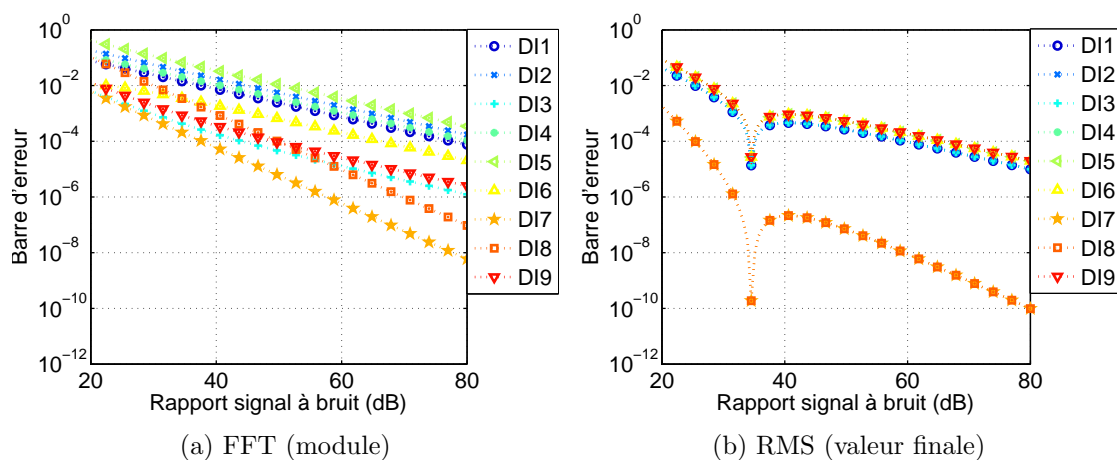


Figure 4.26 – Effet de l'ajout d'un bruit de distribution uniforme dans le cas d'un signal synthétique

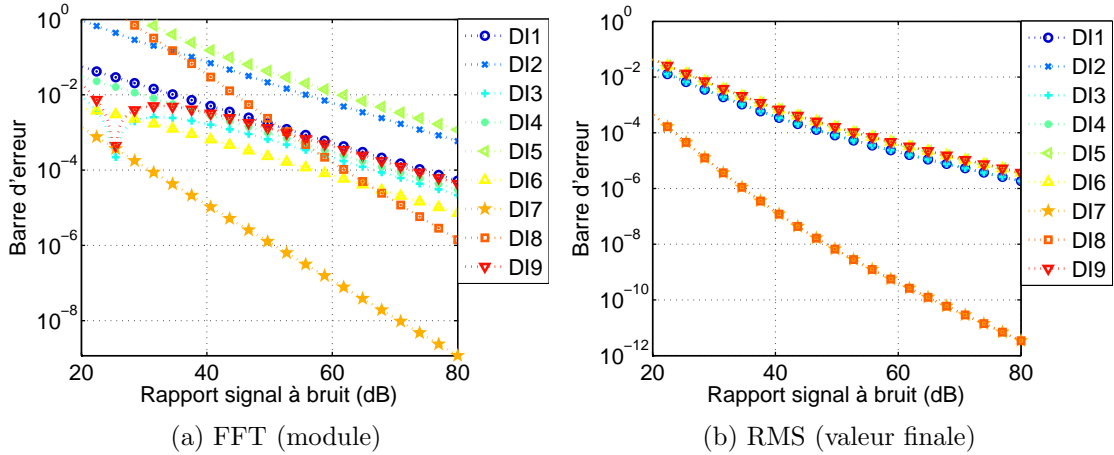


Figure 4.27 – Effet de l’ajout d’un bruit de distribution uniforme dans le cas d’un signal expérimental

DI_5 et DI_8 , qui peuvent conduire à des barres d’erreur supérieures à 1, et ce pour les mêmes raisons que celles exposées précédemment (sensibilité aux valeurs nulles dans le spectre de référence). Du point de vue des performances, le DI_7 reste l’indice le moins sensible au bruit. De plus, on remarque que les Indices d’Endommagement DI_3 et DI_9 n’ont pas une évolution monotone, à l’instar du DI dans le cas RMS avec le signal synthétique.

Les cas RMS en utilisant le signal issu des mesures expérimentales présente, contrairement au cas précédent, un comportement monotone quadratique en fonction du bruit. Cependant on obtient toujours des valeurs de barre d’erreur bien plus faibles que dans le cas de la FFT (typiquement trois ordres de grandeur en-dessous). Les définitions DI_7 et DI_8 conservent leurs performances et présentent une très faible sensibilité au bruit (on remarquera que cette robustesse est encore plus grande que celle obtenue à partir du signal synthétique).

4.4 Comparaisons expérimentales

Après s’être intéressés à l’effet d’endommagements “simulés” par des opérations élémentaires et déterministes sur des signaux de base (synthétique et expérimental), on se propose ici d’évaluer l’évolution des différents Indices d’Endommagement précédemment définis. On distinguera plusieurs cas expérimentaux, pouvant plus ou moins être associés aux précédentes manipulations des signaux.

4.4.1 Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental est la plaque CRFP précédemment évoquée. Des transducteurs piézoélectriques (émetteurs notés T_i ou récepteurs notés R_i) sont placés en bordure de plaque comme représenté sur la Figure 4.28. Les émetteurs sont excités par un train d’ondes de 5 arches sinusoïdales de fréquence 500 kHz (mode S_0). Un défaut est également introduit après une mesure dans le cas sain. Ce défaut

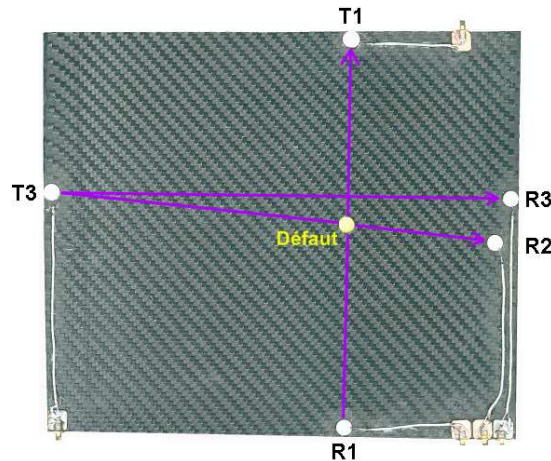


Figure 4.28 – Dispositif expérimental du suivi d'endommagement par DI

est un trou débouchant de diamètre variant entre 1 mm et 10 mm .

À partir du dispositif expérimental, il est donc possible d'envisager trois cas distincts :

- le défaut est sur le chemin de l'onde de Lamb et selon un axe principal des fibres (couple (T_1, R_1)), on parlera alors de cas où le défaut est **sur le trajet direct, dans l'axe**
- le défaut est sur le chemin de l'onde de Lamb, mais non selon un axe principal des fibres (couple (T_3, R_2)), on parlera alors de cas où le défaut est **sur le trajet direct, hors axe**
- le défaut n'est pas sur le chemin de l'onde de Lamb (couple (T_3, R_3)), on parlera alors de cas où le défaut est **hors du trajet direct**

À priori, le premier cas se rapprocherait donc d'une atténuation pure, le second d'une atténuation avec dispersion (du fait de la nature guidée des ondes de Lamb), et enfin le troisième d'une contribution supplémentaire (écho).

Pour le calcul de l'Indice d'Endommagement, on considèrera les deux types de transformation précédemment évoqués (module de la FFT et valeur finale de la RMS), ainsi que les neuf définitions du DI consignées dans le Tableau 4.1.

4.4.2 Résultats avec un défaut sur le trajet direct, dans l'axe

On utilise ici le couple de transducteurs (T_1, R_1) pour l'envoi de l'onde de Lamb et le relevé de sa signature.

Les résultats expérimentaux obtenus lorsque l'opérateur de transformation utilisé est la FFT sont représentés dans la Figure 4.29 et dans la Figure 4.30 lorsque la valeur finale de la RMS est l'opérateur de transformation. Les résultats obtenus dans le cas d'une modification analytique du signal par une atténuation pure sont également donnés à titre de comparaison.

On voit ainsi que l'effet simulé reproduit de manière assez fidèle le comportement expérimental des Indices d'Endommagement pour des valeurs du coefficient d'atténuation simulé $(1 - a)$ allant de 0 à 0.4.

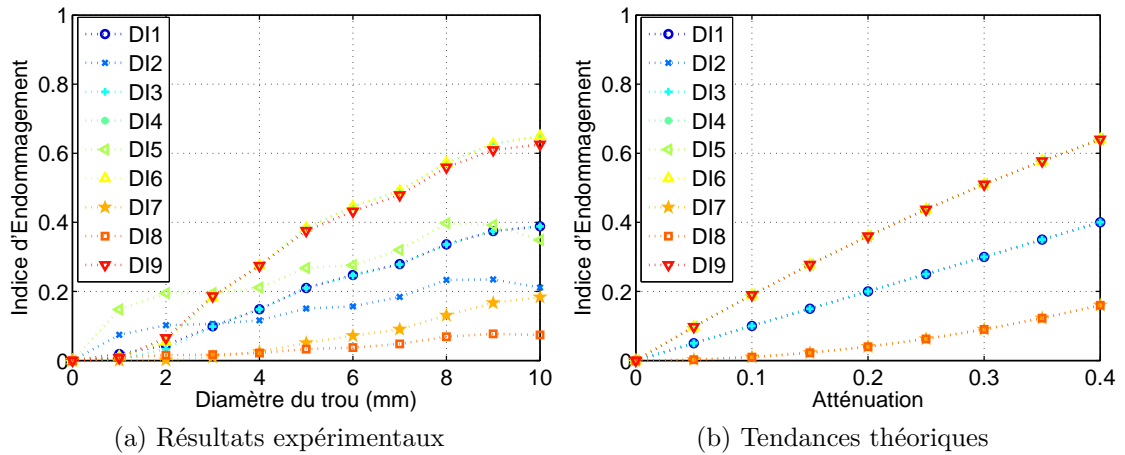


Figure 4.29 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la FFT lorsque le défaut est sur le trajet direct, dans l'axe

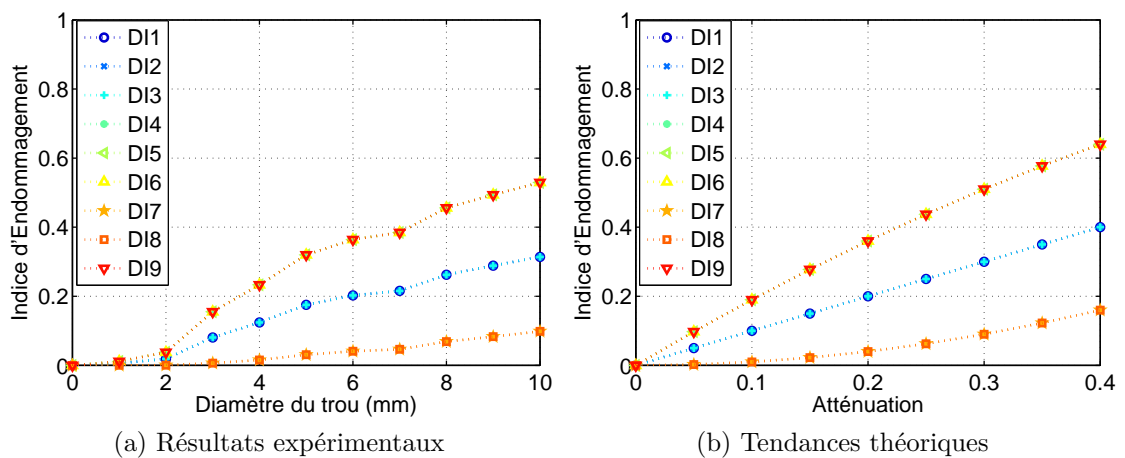


Figure 4.30 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la RMS lorsque le défaut est sur le trajet direct, dans l'axe

Dans le cas de l'utilisation de la FFT, on remarque cependant une certaine divergence des définitions DI_2 , DI_5 et DI_8 , qui s'explique bien entendu par le fait que ces Indices d'Endommagement effectuent des opérations terme à terme sur le spectre. Par conséquent, des valeurs très faibles sur le spectre de référence conduisent à des divergences. De telles divergences n'apparaissent pas dans le cas de la RMS étant donné que toutes les contributions sont prises en compte.

De plus, les définitions des différents Indices d'Endommagement expérimentaux dans le cas de l'utilisation de la FFT montrent des nuances contrairement aux DI s expérimentaux basés sur la valeur RMS finale qui, eux, respectent les égalités présentées dans le Tableau 4.3. En particulier, on pourra noter que le DI_7 est significativement plus sensible que le DI_8 .

Enfin on pourra remarquer que les défauts de taille inférieure à celle de la longueur d'onde (20 mm) sont détectables.

4.4.3 Résultats avec un défaut sur le trajet direct, hors axe

Lorsque le défaut est toujours sur le chemin de l'onde de Lamb, mais non dans un axe principal, on obtient les résultats illustrés dans la Figure 4.31 et dans la Figure 4.32, lorsque sont respectivement utilisées la FFT (en module) et la RMS (valeur finale).

Du fait de la nature guidée des ondes de Lamb, le fait d'avoir le défaut hors d'un axe principal ne conduit plus à une atténuation pure. En effet, dans ce cas, l'onde de Lamb se propage selon une combinaison d'axes qui présentent des modifications différentes. On peut cependant s'attendre à ce que ces modifications restent des atténuations, le défaut étant sur le trajet direct. Par conséquent, l'effet d'un défaut sur le trajet direct, hors axe se rapprocherait d'une atténuation avec distorsion, dont les courbes sont également données dans les Figures 4.31 et 4.32 pour comparaison.

On remarque que les résultats expérimentaux sont également en bon accord avec les Indices d'Endommagement obtenus avec un défaut synthétique. De plus la valeur limite du coefficient d'atténuation (0.4) est inchangée par rapport au cas expérimental précédent. Particulièrement, dans le cas de la FFT, les DI_2 , DI_5 et DI_8 sont toujours assez instables de par leur définition (opérations terme à terme). Cependant, pour de faibles valeurs du diamètre du trou, ces DI sont très proches des résultats obtenus dans le cas d'une atténuation avec distorsion. On remarque également que les DI_4 , DI_6 et DI_9 sont très proches dans le cas expérimental, alors qu'ils sont strictement identiques dans le cas d'une atténuation avec distorsion.

Le cas de la RMS présente des résultats similaires au cas précédent (les définitions DI_2 , DI_5 et DI_8 sont stables car la transformation utilisée prend en compte le signal global), et les Indices d'Endommagement respectent les égalités montrées dans le cas théorique.

À la fois pour la FFT et la RMS, on voit que, ainsi que prévu par la simulation, les DI_7 et DI_8 présentent une évolution modeste pour de faibles niveaux d'endommagement. Les définitions DI_1 à DI_3 changent de manière quasiment linéaire avec le diamètre du défaut. Enfin, les DI_4 , DI_5 , DI_6 et DI_9 sont très sensibles à l'apparition d'un endommagement, pour ensuite avoir une évolution relativement limitée.

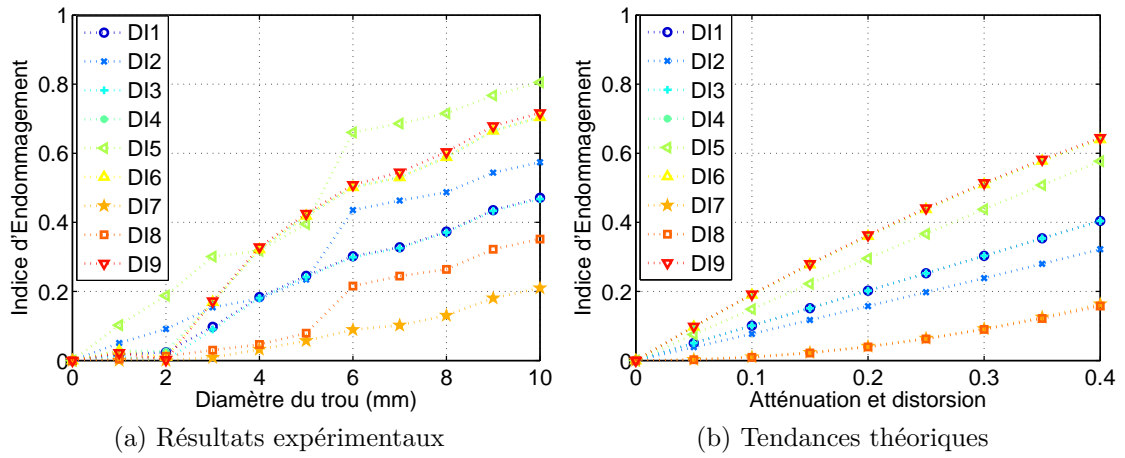


Figure 4.31 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la FFT lorsque le défaut est sur le trajet direct, hors axe

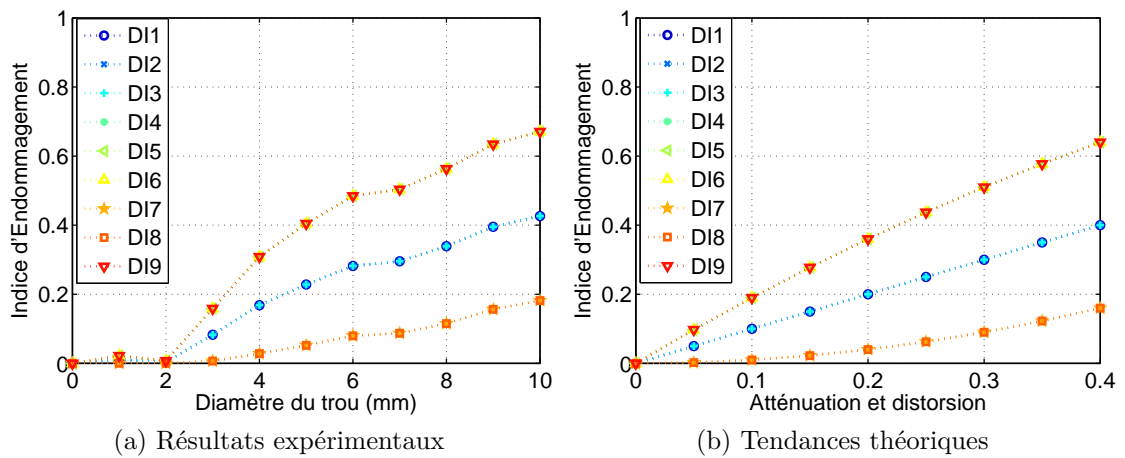


Figure 4.32 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la RMS lorsque le défaut est sur le trajet direct, hors axe

4.4.4 Résultats avec un défaut hors du trajet direct

Le dernier cas de figure envisagé correspond à un défaut qui n'est pas dans le trajet direct de l'onde de Lamb (couple de transducteurs (T_3, R_3)). Dans ce cas, l'onde de Lamb qui chemine vers le défaut est partiellement réfléchi. Par conséquent, on peut s'attendre à ce qu'un écho supplémentaire intervienne, ce qui correspondrait ainsi à une contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant^{4.23}. Les résultats expérimentaux et la comparaison avec les Indices d'Endommagement obtenus lorsqu'un écho est artificiellement ajouté au signal dans le cas sain sont présentés dans la Figure 4.33 lorsque la transformation utilisée est le module de la FFT et dans la Figure 4.34 lorsque la valeur finale de la RMS est employée.

Dans les deux cas (module de la FFT et valeur finale de la RMS), on remarque qu'expérimentalement l'Indice d'Endommagement croît dans un premier temps pour ensuite se stabiliser. Ceci s'explique par le fait que l'écho augmente dans un premier temps lorsque le diamètre du trou augmente. Une fois que ce diamètre a atteint une certaine valeur (6 mm), l'amplitude de l'écho reçu se stabilise, du fait d'interférences entre les différents ondes de Lamb (directe et réfléchi). Ainsi, alors que l'évolution des DI s est très proche de celle obtenue par ajout artificiel d'une contribution, les résultats (expérimentaux et simulés) ne coïncident plus exactement lorsque le défaut devient assez important. Lorsque la conservation de l'énergie du signal n'est pas respectée (annexe G), l'évolution obtenue par simulation se rapproche plus du cas observé ici, ce qui traduit un surplus énergétique apporté par l'écho (le trou faisant office de source secondaire).

On remarque de plus que le DI_7 (ainsi que le DI_8 dans le cas RMS) est quasiment insensible lorsque le défaut est hors de l'axe (la définition DI_8 reste assez sensible dans le cas de la FFT du fait des opérations terme à terme).

Dans le cas de la FFT, on voit également que le DI_1 et DI_3 sont presque confondus, alors que leur évolution est significativement différente lorsque la contribution supplémentaire est artificiellement ajoutée.

D'un point de vue général, la comparaison entre évolutions estimées par l'introduction artificielle d'un défaut par modification numérique du signal et celles réellement obtenues dans le cas expérimental coïncident de manière assez significative pour les trois cas considérés. Dans le cas de la FFT, certains Indices d'Endommagement sont sujets à des instabilités du fait de leur définition. Ces instabilités disparaissent dans le cas de la valeur finale de la RMS, qui n'offre cependant pas autant de diversité que la FFT.

Les principes et résultats exposés dans ce paragraphe ainsi que dans les deux précédents ont été présentés dans [MGL⁺08].

4.23. La position du défaut ne change pas.

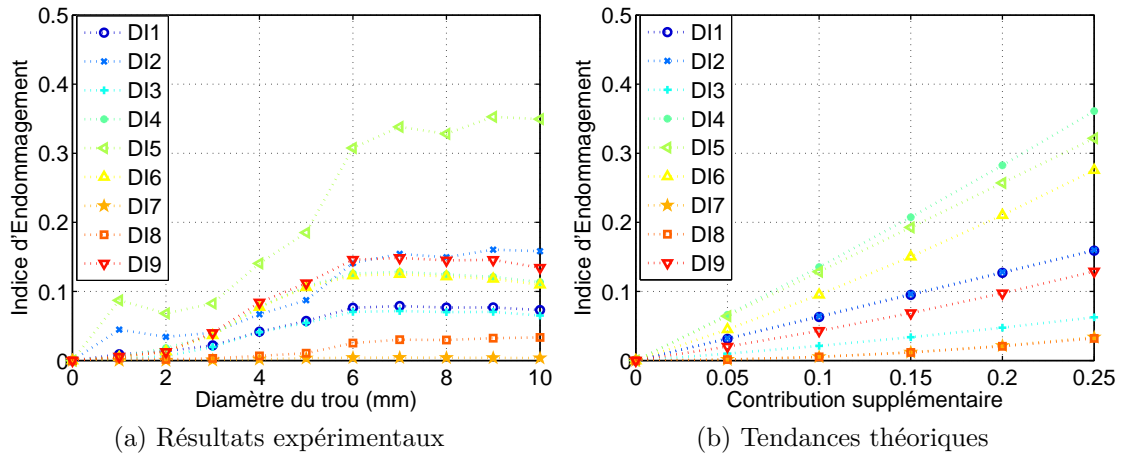


Figure 4.33 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la FFT lorsque le défaut est hors du trajet direct

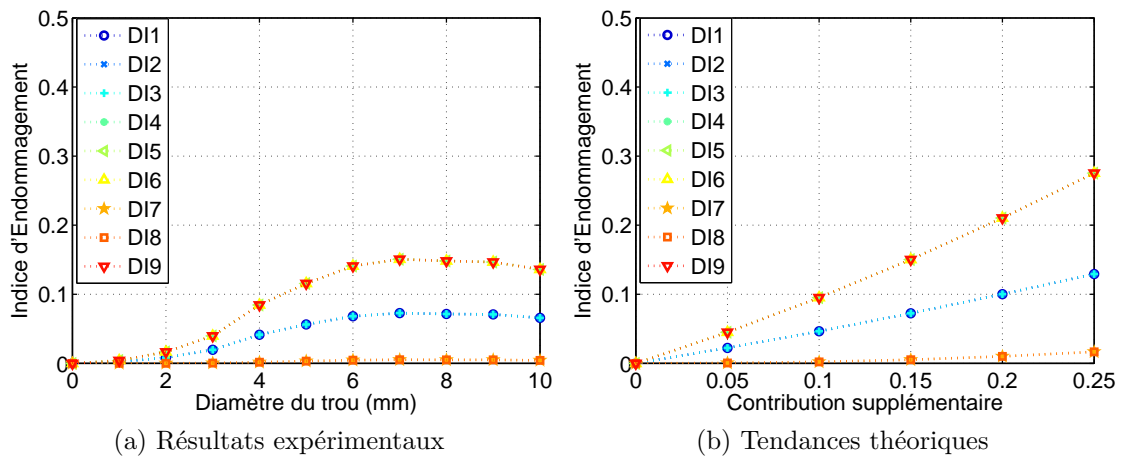


Figure 4.34 – Résultats expérimentaux pour le DI calculé par la RMS lorsque le défaut est hors du trajet direct

4.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'application des matériaux piézoélectriques à une technique de contrôle de santé structurale très économe en énergie et permettant une inspection *in situ*.

Cette technique, basée sur la comparaison entre la signature d'une onde de Lamb émise par un transducteur piézoélectrique et une signature de référence, permet de contrôler l'évolution de l'état de santé structurale par la définition d'un Indice d'Endommagement également nommé *DI* ("Damage Index"). Cet indice permet, de par sa définition d'opérateur relatif, une application à tout type de structure, de la simple poutre à une structure industrielle présentant des formes complexes.

Dans un premier temps, la formulation classique de l'Indice d'Endommagement, initialement proposée par T. Monnier *et al.* dans [Mon01, Mon06], a été rappelée. Nous avons également étudié qualitativement l'effet du signal d'entrée appliqué au transducteur d'émission à la fois sur la valeur et la robustesse du *DI*, mais également en terme de consommation énergétique. Particulièrement, il a été montré que des formes d'ondes peu énergétiques (comme une impulsion) permettent une sensibilité relativement importante, mais compromettent la répétabilité.

Par la suite des considérations pratiques en terme de résolution horizontale (fréquence d'échantillonnage) et verticale (résolution du convertisseur analogique-numérique) ont été exposées. Il a ainsi été montré que l'Indice d'Endommagement n'est pas altéré tant que la fréquence d'échantillonnage respecte le critère de Shannon (pas de repliement de spectre). En terme de résolution verticale, le *DI* ne souffre d'aucun changement significatif tant que le nombre de bits de conversion est égal ou supérieur à 6. En dessous, un bruit au niveau de l'Indice d'Endommagement apparaît, et le *DI* devient plus sensible (évolutions brutales) mais moins discriminant (les changements surviennent plus rarement). Ces deux dernières considérations permettent d'optimiser le dimensionnement de la chaîne d'acquisition et de traitement des signaux dans le cadre du contrôle de santé structurale auto-alimenté.

Le paragraphe suivant a introduit une généralisation de l'Indice d'Endommagement basée sur une formulation abstraite du principe de contrôle. Ainsi le *DI* a été défini comme une distance normalisée dans un espace donné.

Des cas particuliers de transformations ont été proposés (Fourier, ondelettes, RMS^{4.24}), et comparés notamment en terme de nombre d'opérations nécessaires (directement relié à la consommation énergétique). Il en ressort que la RMS est l'opérateur le plus avantageux en terme énergétique, mais sa sensibilité est somme toute assez limitée. La transformation par ondelette permet un compromis très intéressant en terme de consommation (surtout pour des filtres de taille raisonnable) et de sensibilité, notamment grâce à la représentation temps-fréquence d'une telle transformée.

En terme d'opérateur de distance, neuf variantes ont été proposées, classées selon le type de distance utilisée (différence des distances, distance du rapport, rapport

4.24. La transformée de Hilbert-Huang (HHT) est également une voie qui mériterait d'être étudiée.

des distances) et de différentiation des distances (valeur absolue de la différence, valeur absolue de la différence des carrés, valeur absolue du carré de la différence). Le nombre d'opérations nécessaire pour le calcul des distances normalisées est toujours proportionnel au nombre d'échantillons lorsque la transformation est unidimensionnelle, mais peut varier du simple au quadruple selon la définition de l'opérateur de distance choisi.

Nous nous sommes par la suite concentrés sur le module de la transformée de Fourier discrète et sur le calcul de la valeur RMS finale, étant donné que la première opération est celle classiquement utilisée, et la seconde celle employée dans le chapitre suivant.

Le comportement des Indices d'Endommagement en utilisant l'un de ces deux opérateurs et selon les neuf types de distances considérés a ensuite été analysé lorsqu'un défaut est introduit de manière purement analytique par une modification simple de la signature reçue (atténuation ou écho). Deux types de signatures ont été étudiés ; l'un est un signal synthétique très simple (ondelette de Morlet) et l'autre est une signature issue d'une mesure expérimentale. Ainsi la FFT se montre beaucoup plus sensible que la RMS quel que soit le type de modification envisagé. De plus, l'utilisation de la valeur finale de la RMS réduit le nombre effectif d'opérateurs de distance à trois, étant donné que cette opération donne un scalaire. Cependant, pour certaines définitions de l'Indice d'Endommagement (notamment celles faisant intervenir des opérations terme à terme), la RMS se montre bien plus stable et robuste par rapport au bruit de par son approche globale du traitement.

Les transformations d'espace et les opérateurs de distance ainsi définis ont également été appliqués dans un cas expérimental, et les résultats obtenus comparés aux cas précédemment simulés se rapprochant de la configuration du défaut. Les Indices d'Endommagement expérimentalement obtenus ont montré une très bonne corrélation avec ceux calculés à partir de modifications analytiques d'un signal de référence dans le cas sain. Les résultats expérimentaux montrent de plus que l'utilisation de la valeur finale de la RMS permet une stabilité très satisfaisante dans le calcul du DI , mais cependant un tel opérateur n'offre pas la diversité de la FFT en terme d'Indices d'Endommagement, du fait du résultat scalaire de la transformation.

À partir des considérations précédemment exposées, on peut ainsi classer les différentes définitions de l'Indice d'Endommagement selon plusieurs critères, conduisant aux figures de mérite représentées dans le Tableau 4.5.

La définition de moyens de contrôle de santé structurale efficaces en terme de suivi d'évolution d'une structure, mais également très économes en énergie, pouvant ainsi être alimentés par des dispositifs de microgénérateurs auto-alimentés optimisant l'énergie récupérée, permet dès lors la conception de systèmes totalement autonomes pour le contrôle de structures.

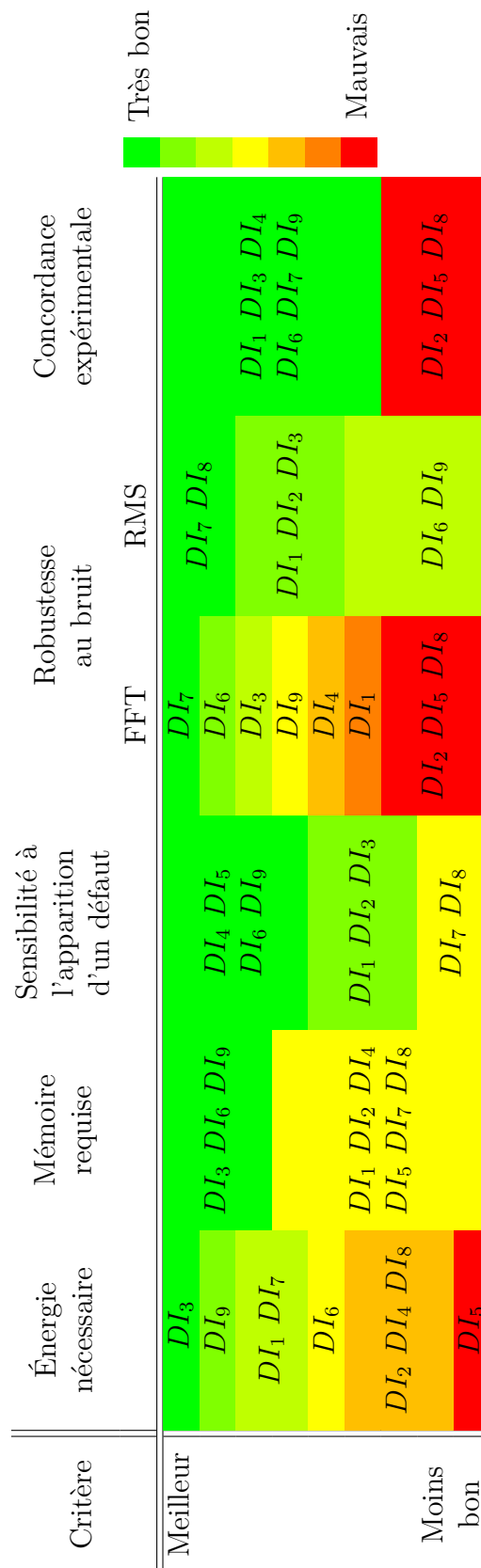


Tableau 4.5 – Figures de mérite des différentes définitions de l'Indice d'Endommagement

Chapitre 5

Vers des Dispositifs de Contrôle de Santé Structurale Auto-alimentés

Ce chapitre constitue la synthèse des applications précédemment exposées. Il consiste en la combinaison de systèmes d'amortissement SSDI auto-alimentés visant à préserver l'intégrité de la structure avec des dispositifs de contrôle de santé par onde de Lamb et Index d'Endommagement alimentés par des microgénérateurs SSHI.

Le premier paragraphe exposera le contexte dans lequel l'implémentation des dispositifs de contrôle de santé structurale a été effectué.

Ensuite nous détaillerons les opérations et le bilan énergétique de chaque composant du système (émetteur d'onde de Lamb auto-alimenté, récepteur d'onde de Lamb auto-alimenté et station de base).

Nous nous intéresserons par la suite à la mise en réseau de ces trois systèmes, en détaillant les stratégies de communication et de contrôle de santé structurale et en insistant tout particulièrement sur la nécessité de faible consommation énergétique.

Nous évaluerons ensuite le comportement du système dans un cas simple d'implémentation, lorsque la structure considérée est une poutre.

Enfin, l'implémentation d'un tel système sur une structure aéronautique réaliste sera décrite. Ce dernier paragraphe s'inscrit dans le cadre du projet européen ADVICE précédemment évoqué. Le fonctionnement du système réel sera détaillé, ainsi que la mise en place de la spécification de tests à mener^{5.1}.

5.1. La conception de la structure de test est en cours à l'heure de la rédaction de ce manuscrit.

5.1 Contexte

La demande industrielle et biomédicale en termes de capteurs autonomes et “left behind”^{5.2}, couplée aux récents progrès en terme de consommation énergétique des systèmes électroniques, a créé un intérêt sans précédent pour les équipements pouvant envoyer des informations sur leur environnement sans aucun lien matériel avec un quelconque système ou opérateur extérieur.

Cette tendance prend actuellement un nouveau tournant grâce aux progrès en terme de récupération d'énergie ambiante^{5.3}. En effet, les capteurs autonomes étaient jusqu'à présent alimentés par batteries pour la plupart, limitant ainsi leur durée de vie (typiquement un an) et nécessitant l'intervention d'opérateurs pour le rechargement énergétique^{5.4}. De plus, les batteries posent des problèmes environnementaux, du fait de leur processus de recyclage complexe et coûteux. Ainsi l'apparition de microgénérateurs optimisés, pouvant convertir l'énergie ambiante en énergie électrique dont le niveau est suffisamment élevé pour l'alimentation de capteurs, ouvre la voie à une imminente rupture technologique dans le monde des capteurs.

Particulièrement, le domaine aéronautique est un secteur bien adapté à ce type de révolution, d'une part par le fait de la présence grandissante de l'électronique embarquée^{5.5}, et d'autre part par l'utilisation de plus en plus massive de matériaux composites assez mal maîtrisés (en terme de processus d'endommagement). De plus, l'instrumentation massive à l'aide de capteurs est une nouvelle voie d'exploration de la part des constructeurs^{5.6}, offrant ainsi une opportunité exceptionnelle en matière de développement de systèmes autonomes.

Ce chapitre expose la conception d'un système basé sur une récupération d'énergie optimisée par l'exploitation de techniques non-linéaires, ainsi que sur des moyens de contrôle efficaces tout en étant très peu consommateurs d'énergie. À cela s'ajoutera un système de prévention d'apparition de défauts^{5.7} basé sur un contrôle de vibration semi-passif auto-alimenté préservant l'intégrité de la structure.

Ce travail ayant été mené en parallèle avec l'élaboration des différentes techniques précédemment exposées, les méthodes utilisées se limiteront aux techniques classiques SSDI pour l'amortissement et SSHI^{5.8} pour la récupération d'énergie, du fait de leur maturité. Seul le calcul de l'Indice d'Endommagement diffère de l'approche classique (du fait des contraintes énergétiques), et utilise l'opérateur RMS.

5.2. Littéralement “*laissés derrière*”, traduisant la notion de capteurs ne nécessitant aucune maintenance (on ne s'en occupe plus une fois déployés), fonctionnant de façon autonome ou auto-alimentée et communiquant généralement les informations de manière unidirectionnelle.

5.3. dont le chapitre 3 apporte sa modeste contribution

5.4. On imagine assez mal un technicien parachuté en pleine forêt amazonienne pour remplacer la batterie de centaines de dispositifs dont la taille n'excède généralement par 1 cm^2 - il faudrait d'ailleurs retrouver les capteurs au préalable!

5.5. Notamment en terme d'actionneur; par exemple, la compagnie Boeing est à un stade très avancé en terme de trains d'atterrissage pilotés et actionnés électriquement (jusqu'à présent les actionneurs étaient hydrauliques).

5.6. À titre de comparaison, un avion de transport civil comprend une quarantaine de capteurs, alors qu'une voiture moderne en contient plus d'une centaine.

5.7. dans le paragraphe 5.5

5.8. plus particulièrement SSHI série

Dans un premier temps on s'intéressera aux différents composants du système de manière indépendante, pour ensuite se pencher sur leur mise en réseau pour le contrôle de santé. Ensuite les résultats obtenus avec un simple dispositif expérimental unidimensionnel seront présentés pour la validation du concept. Enfin on détaillera l'intégration du système à une structure composite plus complexe en cours de réalisation au moment de la rédaction. L'élaboration de cette dernière structure s'inscrit dans le déroulement du projet européen ADVICE.

5.2 Structure des différents composants

Ce paragraphe décrit les différents composants du système de contrôle de santé autonome. On s'intéressera ici au fonctionnement de ces modules de manière indépendante; leur mise en commun étant abordée dans le paragraphe suivant. On quantifiera également la consommation énergétique des éléments alimentés par des microgénérateurs récupérant l'énergie à partir des vibrations ambiantes.

Le système de contrôle de santé autonome se répartit en trois modules qui sont :

L'Émetteur Sans fil Autonome, également nommé *AWT*^{5.9}, dont le rôle est d'envoyer l'onde de Lamb ainsi que son identifiant.

Le Récepteur Sans fil Autonome, baptisé *AWR*^{5.10}, dont le rôle est de capter l'onde de Lamb, et d'envoyer le résultat de la valeur RMS à un instant donné de la signature de cette onde, associé à son identifiant.

La Station de Base, qui regroupe les résultats des Indices d'Endommagement envoyé par les *AWRs*, ainsi que les couples d'émetteurs et récepteurs associés. Cet élément est alimenté de manière externe, et joue le rôle de "cerveau" du système pouvant effectuer un traitement complexe de l'information (les contraintes énergétiques étant quasiment absentes à ce niveau).

On s'intéressera surtout aux deux premiers composants ici, ceux-ci formant le véritable enjeu technologique du contrôle de santé auto-alimenté.

5.2.1 L'Émetteur Sans fil Autonome (AWT)

Le principe de l'*AWT* a été présenté pour la première fois dans [PGL⁺05]. Ce dispositif consiste en une combinaison d'un microgénérateur SSHI série pour la récupération d'énergie, d'un module d'émission RF (modulation d'amplitude (*AM*) à 434 *MHz*), et d'un actuateur piézoélectrique pour l'émission de l'onde de Lamb, ainsi qu'illustré dans la Figure 5.1.

5.9. Autonomous Wireless Transmitter

5.10. Autonomous Wireless Receiver

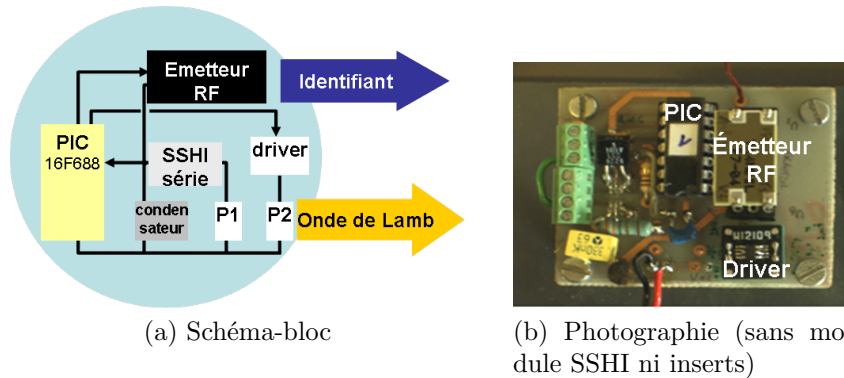


Figure 5.1 – Émetteur Sans fil Autonome AWT

L'AWT a ainsi trois fonctions principales :

- **La récupération d'énergie par technique SSHI série**, fournissant l'énergie pour l'accomplissement des différentes fonctions du système (insert *P1* dans la Figure 5.1a).
- **L'envoi par radiofréquence de son identifiant**, permettant la localisation de la source de l'onde de Lamb (plusieurs émetteurs pouvant équiper la structure).
- **L'envoi de l'onde de Lamb**, permettant le contrôle de santé structurale comme exposé au chapitre précédent (inserts *P2* dans la Figure 5.1a).

Ces deux dernières fonctions sont gérées par un microcontrôleur *PIC*[®] *16F688* commercialisé par la société *Microchip*[™], et incluant la technologie *Nanowatt*[®]. Cette dernière permet un fonctionnement ultra-basse consommation ($11 \mu A$ à $32 kHz$ sous une tension de $2 V$), couplée avec un mode veille qui ne nécessite qu'une énergie infime ($50 nA$ à $32 kHz$ sous une tension de $2 V$ et $1 \mu A$ pour le timer). Cette dernière considération est particulièrement importante du fait que le système présente un rapport cyclique^{5.11} très faible, et par conséquent le module se trouve en mode veille la majeure partie du temps.

Concernant l'envoi de l'onde de Lamb, l'utilisation d'un driver permettant de délivrer une tension constante à l'élément piézoélectrique utilisé pour la génération de cette onde est primordiale. En effet, la tension de sortie du microgénérateur n'est pas constante, et par conséquent connecter directement le microcontrôleur au patch *P2*^{5.12} résulterait en une énergie d'émission dépendant de la tension appliquée. Par conséquent, le calcul de l'Indice d'Endommagement serait faussé. Afin d'appliquer une tension constante indépendante de la tension de sortie du microgénérateur, on utilisera un montage de type ballast ou un circuit intégré (comme le *LTC1129*) afin de s'assurer que l'énergie de l'onde de Lamb envoyée est constante^{5.13}.

5.11. temps d'opération effective - c'est-à-dire envoi de l'identifiant et de l'onde de Lamb - sur période de répétition

5.12. L'énergie nécessaire à l'émission étant faible, le microcontrôleur pourrait directement contrôler l'insert piézoélectrique.

5.13. Sauf si l'on utilise un critère que ne dépend pas de l'amplitude de la signaute - comme par exemple un Indice d'Endommagement basé sur les instants de passage par zéro.

Le mode opératoire de l'AWT est simple et suit le protocole suivant (Figure 5.2) :

1. réveil du microcontrôleur
2. activation de l'émetteur RF
3. envoi de l'identifiant par RF
4. désactivation de l'émetteur RF
5. activation du driver
6. envoi de l'onde de Lamb
7. désactivation du driver
8. passage du microcontrôleur en mode veille

Ce cycle est répété à intervalle de temps constant (typiquement toutes les 10 secondes dans la partie expérimentale décrite dans le paragraphe 5.4). Les besoins énergétiques théoriques (calculés à partir des documentations constructeur) associés à ce fonctionnement sont donnés par :

- premier réveil du microcontrôleur : 0.5 mJ
- émission de l'identifiant par RF (20 *bits* de synchronisation + 8 *bits* d'identifiant à 1 *Kbps*) : $W_1 = 0.15 \text{ mJ}$
- émission de l'onde de Lamb, driver inclus (impulsion rectangulaire de $12.5 \mu\text{s}$) : $W_2 = 0.1 \text{ mJ}$

L'énergie totale nécessaire par cycle est donc théoriquement de $750 \mu\text{J}$. L'énergie consommée lors de la veille n'est pas donnée, car elle dépend du temps de répétition (à titre d'exemple cette énergie est de $50 \mu\text{J}$ pour un temps de répétition de 10 s).

Bien entendu, un cycle d'inspection ne peut se faire sans la présence de vibrations. On notera cependant que dans une optique de contrôle à court terme^{5.14}, les principales causes d'endommagement proviennent desdites vibrations ; par conséquent l'état de santé structurale évolue peu sans la présence d'oscillations mécaniques et la nécessité d'inspecter la structure est bien moindre.

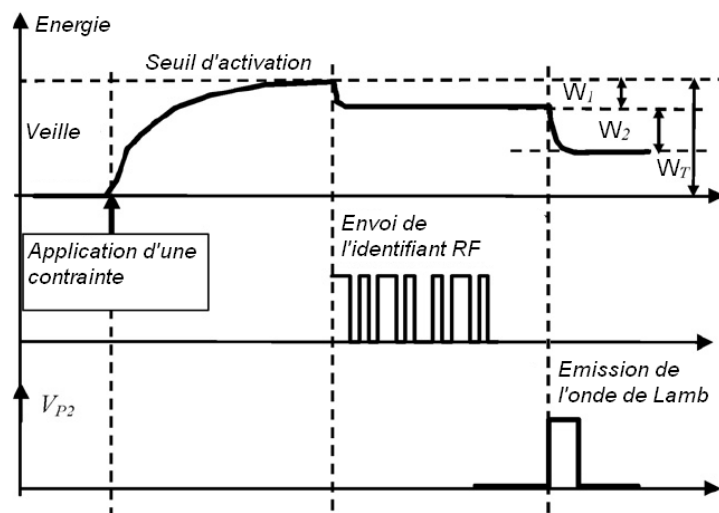


Figure 5.2 – Protocole d'inspection de l'Émetteur Sans fil Autonome AWT

5.14. c'est-à-dire sans prendre en compte les effets tels que le vieillissement, la corrosion, etc. . .

Le principe de l'AWT a également été publié dans [GJP⁺07].

5.2.2 Le Récepteur Sans fil Autonome (AWR)

Le rôle de l'AWT se cantonne à l'envoi de l'onde de Lamb et de son identifiant de manière totalement autonome. Cela permet ainsi de disposer d'un actionneur sans fil (que ce soit pour la communication ou l'alimentation). Cependant la portée de l'onde de Lamb limite le déploiement d'un tel dispositif à un périmètre assez restreint (typiquement une cinquantaine de centimètres).

Le fait de disposer d'un récepteur lui aussi autonome et sans fil permettrait d'étendre significativement ce périmètre, qui ne serait alors limité que par la portée du signal radiofréquence (de quelques dizaines à quelques centaines de mètres). Le "Récepteur Sans fil Autonome" ou AWR se propose de remplir une telle fonction. Ce dispositif est illustré dans la Figure 5.3.

Le rôle du Récepteur Sans fil Autonome consiste donc à :

- **Récupérer l'énergie par la technique SSHI série**, de manière analogue à celle de l'Émetteur Sans fil Autonome (insert *P1* dans la Figure 5.3a).
- **Détecter l'instant d'envoi de l'onde de Lamb**, par une synchronisation RF avec un AWT.
- **Recevoir l'onde de Lamb**, en filtrant la composante basse fréquence due aux vibrations, *via* l'insert *P2* et le filtre associé dans la Figure 5.3a.
- **Calculer et numériser la valeur RMS fenêtrée de la signature reçue**, pour l'évaluation de l'Indice d'Endommagement.
- **Envoyer le résultat de la RMS ainsi que son identifiant par radiofréquence**, pour le calcul de l'Indice d'Endommagement et la localisation de l'AWR.

Comme précédemment, la préservation de l'énergie est de première importance, et la gestion du système est contrôlée par un microcontrôleur *PIC16F688*. Cependant, contrairement à l'AWT qui ne requiert aucune synchronisation, l'AWR

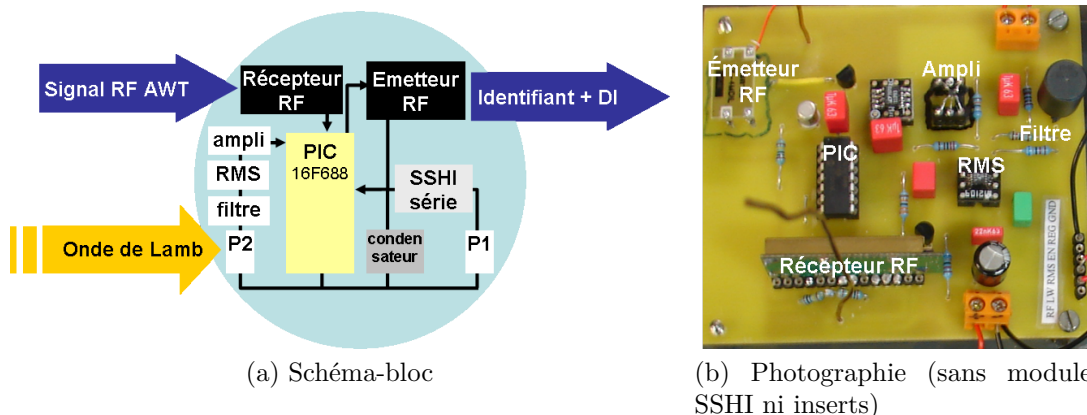


Figure 5.3 – Récepteur Sans fil Autonome AWR

doit être réveillé au moment de l'envoi de l'onde de Lamb dont la signature arrive quelque temps après (typiquement quelque centaines de microsecondes). Ceci est effectué par un récepteur RF (*AurelTM RX- 4M30RR01SF*) qui intercepte le signal RF émis par l'*AWT* afin de générer une interruption sur le microcontrôleur. Cependant cela nécessite une écoute constante du récepteur qui consomme ainsi une part non négligeable d'énergie. Des pistes pour réduire cette consommation seront présentées dans la partie 5.3.1 du paragraphe 5.3.

On notera également que le calcul de la RMS fenêtrée se fait avant l'amplification du signal par l'amplificateur opérationnel (monté en amplificateur non inverseur). Ce choix est triplement motivé par le fait que :

- le circuit RMS (*LTC1966*) fonctionne mieux avec des bas niveaux de tension d'entrée
- les AOPs basse consommation (ici un *MIC861*) présentent un produit gain-bande passante assez faible (400 *kHz* ici). La valeur RMS du signal étant plus basse fréquence que le signal lui-même, ceci permet donc d'amplifier la valeur d'entrée par un gain significatif
- le système étant alimenté de manière non symétrique, l'amplification de la signature avant le calcul de la RMS aurait nécessité le décalage du signal reçu afin qu'il ne présente que des valeurs positives

Un régulateur (*LTC1129*) est également utilisé pour la numérisation. En effet, la valeur de la tension de sortie du microgénérateur étant variable, il est nécessaire de disposer d'une référence de tension afin d'encoder la valeur RMS amplifiée avec la même résolution et valeur pleine échelle.

Le principe de fonctionnement de l'*AWR* suit le protocole suivant :

1. Réveil du récepteur RF et écoute RF
2. Réveil du microcontrôleur lors de l'émission RF d'un *AWT*
3. Veille du récepteur RF et réveil du circuit RMS, de l'amplificateur et du régulateur
4. Réception de l'onde de Lamb et numérisation de la valeur RMS amplifiée à un instant donné^{5.15}
5. Mise en veille du circuit RMS, de l'amplificateur et du régulateur
6. Réveil de l'émetteur RF
7. Envoi de l'identifiant et du résultat de la RMS fenêtrée
8. Mise en veille de tous les composants encore actifs (y compris le microcontrôleur)

Les temps de veille et la synchronisation avec l'*AWT* seront développés dans le paragraphe 5.3. Les coûts énergétiques théoriques calculés à partir des documentations techniques donnent :

- premier réveil du microcontrôleur : 0.5 *mJ*
- écoute RF : 0.2 *mW*^{5.16}
- calcul de la RMS + amplification + numérisation : 0.025 *mJ*

5.15. Cet instant est généralement choisi de telle sorte qu'il corresponde à la valeur maximale de la RMS fenêtrée dans le cas où la structure est saine.

5.16. l'écoute ayant un temps *à priori* indéfini on ne donne ici que la puissance requise

- émission de l'identifiant par RF (20 *bits* de synchronisation + 8 *bits* d'identifiant + 8 *bits* de *DI* à 1 *Kbps*) : 0.2 *mJ*

Soit une énergie théorique totale de 925 μJ par cycle d'inspection (hors écoute RF).

5.3 Mise en réseau des composants

La partie précédente s'est attachée à définir les différents modules de manière indépendante. Cependant, l'optique de la mise en réseau est également un enjeu majeur faisant partie intégrante du système. Les contraintes énergétiques sont également très fortes en matière de protocole de communication.

On distinguera de plus la stratégie mise en œuvre pour la communication (synchronisation, localisation) de celle utilisée pour le contrôle de santé à proprement parler.

5.3.1 Stratégie de communication

Le rôle de la communication RF est double. Le premier but est purement informatif, permettant à la station de base de localiser l'émetteur ou le récepteur d'onde de Lamb à partir de son identifiant. Le second objectif consiste à synchroniser l'*AWT* et l'*AWR* avant l'envoi de l'onde de Lamb, afin que l'instant de numérisation de la RMS soit identique à chaque contrôle.

D'un point de vue énergétique, la communication RF est LE point à optimiser. Particulièrement, l'écoute RF de l'*AWR* pour la synchronisation avec l'*AWT* est là où le bât blesse. En effet, bien que la puissance nécessaire soit faible (200 μW), le temps d'activité est très important. Par exemple, une implémentation grossière où l'écoute commence juste après l'envoi du résultat RMS coûterait 2 *mJ* par cycle pour un temps de répétition de 10 secondes, ce qui ferait plus que tripler l'énergie nécessaire. À titre de comparaison, l'émission RF consomme approximativement 5.5 *mW* (soit 27 fois plus que la réception), mais comme le composant assurant la transmission n'est activé que pendant un temps très court (temps de l'envoi), l'énergie nécessaire par cycle tombe à environ 0.2 *mJ* (soit 10 fois moins que la réception). On peut donc en déduire que la puissance n'est pas un critère pertinent ; il serait plus avisé de considérer l'énergie nécessaire par cycle d'inspection, et de se concentrer, en termes de sélection et d'optimisation, sur les composants dont le temps d'opération est susceptible d'être assez long.

Afin d'économiser au mieux l'énergie disponible, on se restreint à un couple d'*AWT/AWR* unique pour l'inspection (plusieurs couples peuvent être déployés, mais sans risque de confusion^{5.17}). Étant donné le temps de répétition de l'*AWT*, il est clair que réactiver l'écoute RF du côté de l'*AWR* juste après une inspection est inutile. Il est donc préférable de ne recommencer l'écoute qu'après un temps tout juste inférieur au temps de répétition de l'*AWT*, comme indiqué dans la Figure 5.4. Les temps t_{TS} , t_{RTx} et t_{RS} sont respectivement donnés comme les temps de veille de

5.17. Même si cela risque d'augmenter la population de capteurs.

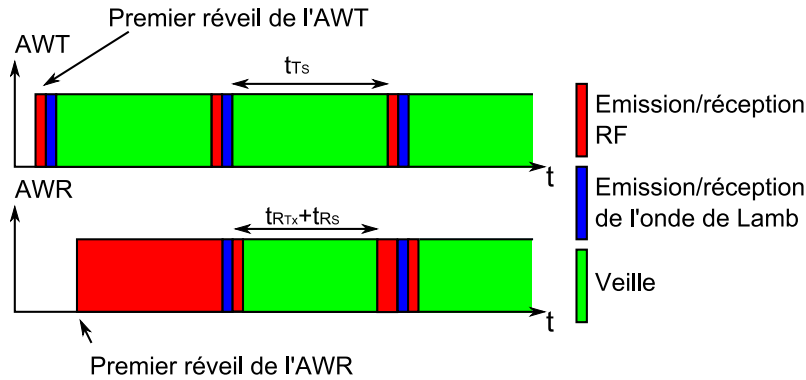


Figure 5.4 – Chronogrammes de synchronisation RF

l'AWT, temps de calcul de la RMS et d'envoi des données de l'AWR, et enfin temps de veille de l'AWR. Ainsi la considération précédente peut également s'énoncer selon la relation (5.1), avec t_e l'intervalle de temps entre la réactivation de l'écoute et le démarrage d'un nouveau cycle (ce temps doit être le plus petit possible pour limiter l'énergie consommée par le récepteur RF tout en assurant la bonne synchronisation entre AWTs et AWRs).

$$t_{R_{Tx}} + t_{R_S} = t_{T_S} - t_e \quad (5.1)$$

Enfin, on notera qu'en cas de désynchronisation (pas assez d'énergie du côté de l'émetteur par exemple), une telle stratégie permet la récupération de la synchronisation. Ceci est effectué par l'écoute RF de l'AWR qui continue à être activée tant que le signal envoyé par l'AWT n'est pas intercepté^{5.18}.

5.3.2 Stratégie de contrôle de santé structurale

Comme précédemment exposé, le principe du contrôle de santé s'articule autour du calcul d'un Index d'Endommagement relatant l'évolution de la structure.

L'émission de l'onde de Lamb nécessitant une consommation énergétique faible, la forme de tension appliquée sur le patch émetteur est une simple impulsion de tension, dont la largeur est réglée sur l'un des modes de la structure. Bien qu'une telle forme de tension ne permette pas la meilleure reproductibilité (paragraphe 4.1 du chapitre 4), il n'est pas nécessaire d'utiliser un convertisseur numérique-analogique pour sa reproduction, sauvegardant ainsi une part énergie non négligeable (Figure 5.5).

La réception de l'onde de Lamb se fait également par un module auto-alimenté. De fait, la stratégie de contrôle de santé structurale est soumise à des contraintes fortes en terme d'énergie. Ainsi, la numérisation complète de la signature de l'onde de Lamb pour envoi par radiofréquence n'est pas permise du fait de l'importante énergie que nécessiterait un tel traitement. Il est par conséquent nécessaire de pré-traiter le signal au niveau de l'AWR lui-même. Ce traitement devant être peu consommateur d'énergie, on se propose d'utiliser la valeur de RMS fenêtrée à un instant particulier.

5.18. et/ou que le niveau d'énergie du côté de l'AWR est suffisant

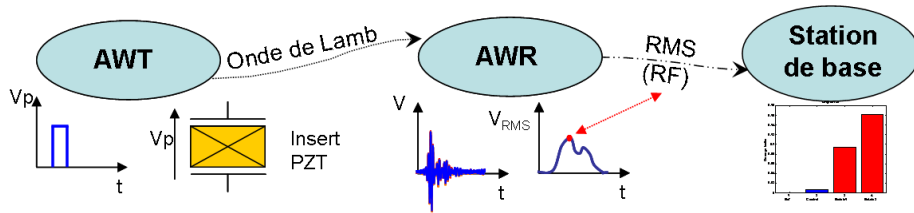


Figure 5.5 – Stratégie pour le contrôle de santé structurale

Cet instant peut par exemple être choisi tel qu'il corresponde au maximum de la RMS fenêtrée dans le cas sain. Ainsi, on combine à la fois un estimateur très peu consommateur avec une utilisation limitée de la conversion analogique-numérique et de la transmission sans fil (Figure 5.5). L'Indice d'Endommagement est par ailleurs calculé à partir de la première définition de l'opérateur de distance du Tableau 4.1^{5.19} du chapitre 4, conduisant à la relation (5.2), avec $RMS(V_{sig_0})$ et $RMS(V_{sig})$ les valeurs RMS à un instant précis (après l'envoi) des signatures de référence et relevée respectivement.

$$DI = \left| \frac{RMS(V_{sig_0}) - RMS(V_{sig})}{RMS(V_{sig_0})} \right| \quad (5.2)$$

Le cycle d'inspection de base (nommé *stratégie 1*) considère un seul envoi d'onde de Lamb pour le calcul de l'Indice d'Endommagement. Cependant, afin d'améliorer la reproductibilité (et donc de limiter les fausses alarmes et les non-détections), plusieurs améliorations peuvent être considérées. Premièrement (*stratégie 2 / amélioration 1*), la station de base peut attendre d'avoir un certain nombre de valeurs RMS (par exemple 8). Une fois ce nombre atteint, une valeur moyenne des valeurs RMS est calculée, puis le DI estimé. Cependant une telle solution multiplie d'autant les besoins énergétiques du système et/ou le temps d'inspection. Une solution plus avantageuse (*stratégie 3 / amélioration 2*) consisterait à envoyer une série d'ondes de Lamb espacées d'un temps relativement court (quelques millisecondes). Puis, au niveau du récepteur, chaque valeur RMS est numérisée et supprimée si elle est aberrante^{5.20}. Enfin l'AWR calcule la moyenne des valeurs RMS conservées et envoie par radiofréquence ce résultats. Une telle stratégie n'augmente quasiment pas le temps d'inspection tout en assurant un meilleur filtrage des valeurs aberrantes. Elle est également très séduisante sur le plan énergétique. En effet, du côté de l'émetteur, seule l'énergie d'envoi d'onde de Lamb est multipliée par le nombre de trains d'ondes envoyés. Par exemple si l'on considère un train de 8 ondes, l'énergie nécessaire par inspection serait théoriquement de 1.45 mJ (soit une augmentation de 93% pour 8 fois plus d'inspections d'un point de vue du contrôle de santé). Au niveau du récepteur, l'augmentation énergétique relative est encore plus faible, puisque seule l'énergie de calcul de la RMS, d'amplification et de numérisation est changée, ce qui conduit à une énergie théorique totale de 1.1 mJ par cycle si l'on considère une

5.19. page 203

5.20. Un changement significatif a en effet peu de chances de se produire entre l'envoi de la première onde du train et l'acquisition de la dernière.

réception de 8 signatures (ce qui représente une augmentation de seulement 19% de l'énergie consommée par cycle).

La Figure 5.6 résume les différents échanges pour la synchronisation et le contrôle de santé qui se déroulent comme suit :

1. Réveil l'AWT
2. Envoi de l'identifiant de l'AWT à la station de base, ce qui réveille également les AWRs à portée (onde (1) dans la Figure 5.6)
3. Envoi de l'onde de Lamb par l'AWT (onde (2) dans la Figure 5.6)
4. Mise en veille de l'AWT
5. Réception de l'onde de Lamb par l'AWR, qui calcule la valeur RMS fenêtrée de la signature, et numérise sa valeur à un instant particulier
6. Envoi de l'identifiant de l'AWR et du résultat de la RMS à la station de base (onde (3) dans la Figure 5.6)
7. Mise en veille de l'AWR

5.4 Résultats expérimentaux sur une structure unidimensionnelle

Après la définition des composants du système et de leurs interactions, on se propose ici de valider expérimentalement le fonctionnement du dispositif de contrôle de santé structurale auto-alimenté, dans le cas où la structure à inspecter est une simple poutre encastrée des deux côtés, ainsi que schématisé dans la Figure 5.7. La poutre est faite en BMC (*Bulk Moulding Compound*), matériau ne présentant pas de direction privilégiée, ayant de fortes pertes et par conséquent modélisant une

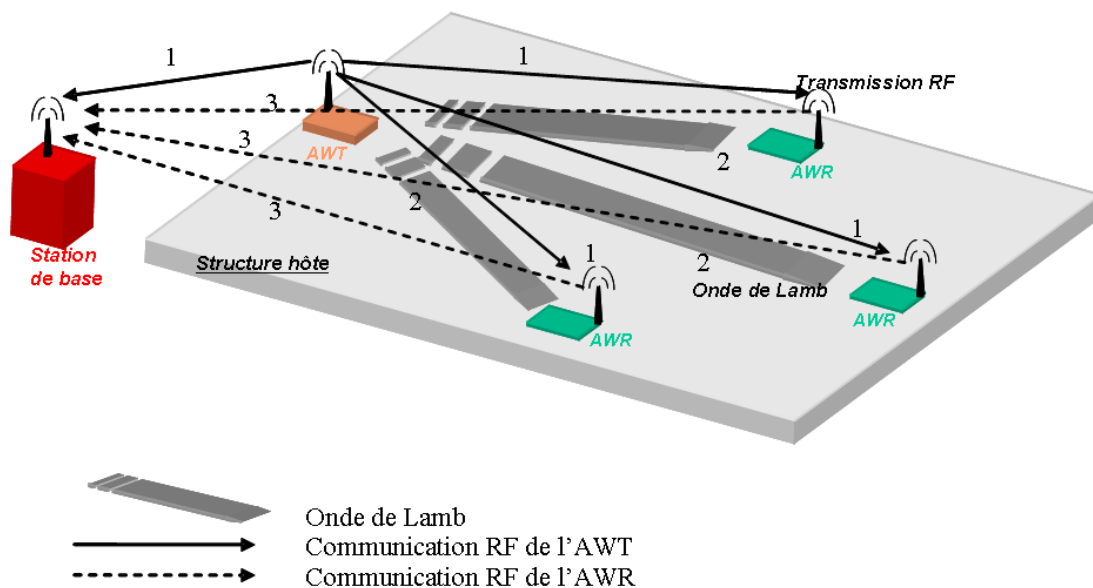


Figure 5.6 – Stratégie de communication et de contrôle de santé structurale

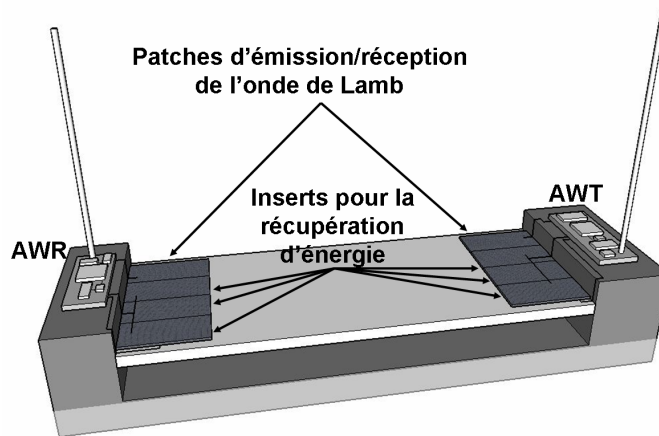


Figure 5.7 – Schéma de la structure expérimentale 1D

structure industrielle réelle^{5.21}, et dont les dimensions sont $300 \times 10 \times 0.5 \text{ mm}^3$. La fréquence de résonance du premier mode se situe à 49.2 Hz , et le facteur de qualité mécanique Q_M est de 40 ^{5.22}.

De part et d'autre de la structure sont placés un émetteur autonome et un récepteur autonome. Quatre inserts piézoélectriques sont placés près de chaque encastrement^{5.23}. Le matériau utilisé est de la céramique $P1 - 89$ (*Quartz et Silice*), de type *NAVY-III*. La dimension unitaire d'un patch est $33 \times 10 \times 0.5 \text{ mm}^3$. La surface totale de matériaux actifs est donc de 2640 mm^2 , représentant 17.6% de la surface supérieure de la poutre, pour une masse de 10 g . La structure est mise en vibration par un électroaimant (une plaque en fer est fixée sous la structure).

Le dispositif expérimental complet ainsi obtenu est représenté dans la Figure 5.8.

5.4.1 Bilan énergétique

On se propose dans un premier temps de quantifier les besoins et capacités énergétiques du système, afin de valider le fonctionnement pour des niveaux vibratoires réalistes. Dans un premier temps, les modules SSHI sont déconnectés de l'AWT et de l'AWR. On trace alors les densités d'énergie relevées sur la capacité de stockage C_S au niveau du module SSHI de l'émetteur et du module SSHI du récepteur, lorsque le niveau de contrainte longitudinale est ramené à 1 MPa ^{5.24} (Figure 5.9). On voit qu'ainsi les inserts connectés à l'AWR sont mieux couplés (la mesure du coefficient de couplage donne $k = 4.07\%$ pour l'AWT et $k = 4.98\%$ pour l'AWR), la récupération étant plus rapide au niveau du récepteur. La saturation de la densité d'énergie disponible du côté de l'émetteur est due au fait que la tension sur la capacité de stockage (deux fois moindre que celle de l'AWR) est assez grande pour désactiver la commutation.

5.21. En fait un tel matériau est même bien plus difficile à maîtriser que les matériaux composites généralement utilisés.

5.22. La structure est donc peu surtendue, et l'énergie mécanique disponible relativement faible.

5.23. lieu de déformation maximale

5.24. On rappelle que l'énergie maximale varie avec le carré de la contrainte ou de la déformation.

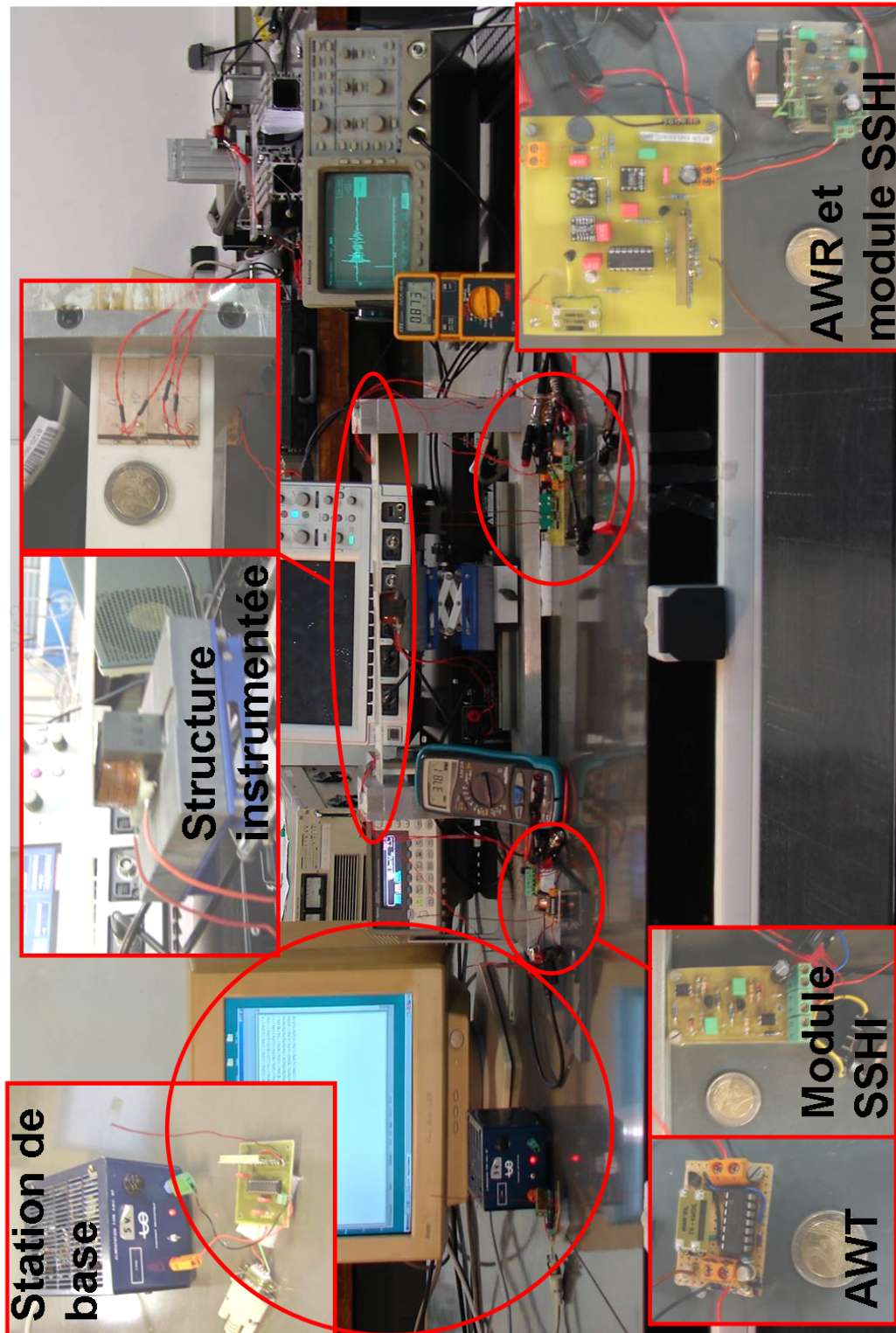


Figure 5.8 – Dispositif expérimental 1D

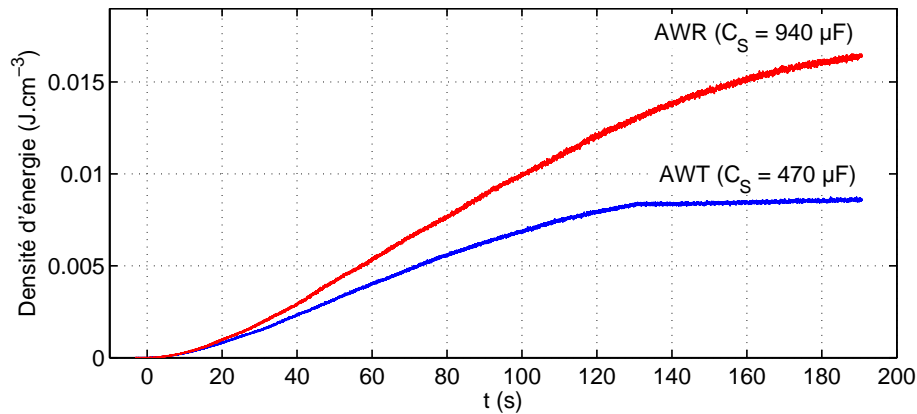


Figure 5.9 – Capacités énergétiques des modules SSHI

Du point de vue de la consommation énergétique, des mesures expérimentales ont été menées pour chaque composant, donnant :

Pour l'AWT :

- premier réveil du microcontrôleur : 0.8 mJ (théorique : 0.5 mJ)
- émission de l'identifiant par RF (20 bits de synchronisation + 8 bits d'identifiant à 1 Kbps) : 0.2 mJ (théorique : 0.15 mJ)
- émission de l'onde de Lamb, driver inclus (impulsion de 12.5 µs) : 0.2 mJ (théorique : 0.1 mJ)

Pour l'AWR :

- premier réveil du microcontrôleur : 0.8 mJ (théorique : 0.5 mJ)
- écoute RF : 0.6 mJ (théorique : 0.6 mJ - $t_e = 3$ s)
- calcul de la RMS fenêtrée + amplification : 0.03 mJ (théorique : 0.025 mJ)
- émission de l'identifiant par RF (20 bits de synchronisation + 8 bits d'identifiant + 8 bits de DI à 1 Kbps) : 0.25 mJ (théorique : 0.2 mJ)

Par conséquent l'énergie nécessaire par cycle est de 1.2 mJ et 1.68 mJ, respectivement pour l'AWT et l'AWR. En considérant un temps de répétition de 10 s, on obtient alors le bilan énergétique en fonction de la contrainte tabulé dans le Tableau 5.1. On voit ainsi que le système est énergétiquement viable dès lors que la contrainte longitudinale atteint 2 MPa, ce qui correspond à une déformation d'environ 20 µdef. Au vu des caractéristiques de la poutre, ces grandeurs sont très raisonnables et permettent un fonctionnement du système pour des conditions d'excitation réalistes.

5.4.2 Fonctionnement avec émetteur et récepteur alimentés de manière externe et sans vibrations

Dans un premier temps on se propose de vérifier le fonctionnement du système complet sans contrainte énergétique ni incertitude de transmission. Par conséquent

Contrainte (MPa)	1.5	1.75	2	2.25	2.5	3	3.5
Énergie disponible (<i>AWT</i> - <i>mJ</i>)	0.77	1.05	1.36	1.72	2.13	3.06	4.17
Énergie disponible (<i>AWR</i> - <i>mJ</i>)	1.10	1.5	1.96	2.48	3.06	4.41	6.00
Énergie nécessaire (<i>AWT</i> - <i>mJ</i>)	1.20	1.20	1.20	1.20	1.20	1.20	1.20
Énergie nécessaire (<i>AWR</i> - <i>mJ</i>)	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68
Bilan énergétique (<i>AWT</i> - <i>mJ</i>)	-0.43	-0.15	0.16	0.52	0.93	1.86	2.97
Bilan énergétique (<i>AWR</i> - <i>mJ</i>)	-0.58	-0.18	0.28	0.80	1.38	2.73	4.32

Tableau 5.1 – Bilan énergétique du dispositif 1D

l'*AWT* et l'*AWR* sont alimentés de manière externe à l'aide d'un générateur continu, et la tension de sortie (amplifiée) du circuit RMS directement mesurée. De plus, la poutre n'est pas mise en vibration pour ne pas interagir avec l'onde de Lamb.

Pour des raisons de reproductibilité, la modification de l'état structural se fait par l'ajout d'une certaine masse de mastic sur la poutre (Figure 5.10). Il est important de noter qu'une telle modification est assez désavantageuse pour la détection de défaut, étant donnée la nature du défaut qui reste bidimensionnelle (alors qu'un endommagement - délaminage par exemple - se situe à l'intérieur même de la structure ; cette modification tridimensionnelle altérant la signature de l'onde de Lamb de manière bien plus significative). Par ailleurs, on pourra noter que seule la première stratégie (sans moyennage ni envoi d'une salve d'ondes de Lamb) est utilisée ici. Enfin, un filtrage permet d'éliminer les valeurs aberrantes de la RMS fenêtrée (une valeur est jugée aberrante si la valeur correspondante de l'Indice d'Endommagement s'écarte de $\pm 50\%$ de celle de référence).

Deux cas peuvent être alors considérés : ajout de masse avec un rapport masse sur surface constant (0.28 g.cm^{-2}), ou ajout de masse à surface constante (1.8 cm^2). Les résultats correspondant au premier cas sont illustrés dans la Figure 5.11, où 64 mesures ont été effectuées chaque fois que la masse de mastic est augmentée^{5.25}. Cette Figure montre que, malgré la faible masse ajoutée et la nature bidimensionnelle du changement, le défaut artificiel est effectivement bien détecté, avec un comportement *a priori* linéaire rappelant le cas de l'atténuation pure du paragraphe 4.3 du chapitre précédent^{5.26}. Particulièrement, il n'y a pas de recouvrement de la plage d'incertitude du *DI* quand la masse ajoutée est de 2.5 g avec celle dans le cas sain.

Lorsque la surface est maintenue constante lors de l'ajout de masse, on obtient les résultats présentés dans la Figure 5.12. L'évolution de l'Indice d'Endommagement est différente dans ce cas et présente un accroissement quadratique. Cependant les

5.25. Ceci sera également le cas dans les mesures suivantes.

5.26. La structure étant considérée unidimensionnelle, le défaut se situe obligatoirement dans le trajet direct de l'onde de Lamb, et il n'y a pas de direction privilégiée avec le matériau BMC.

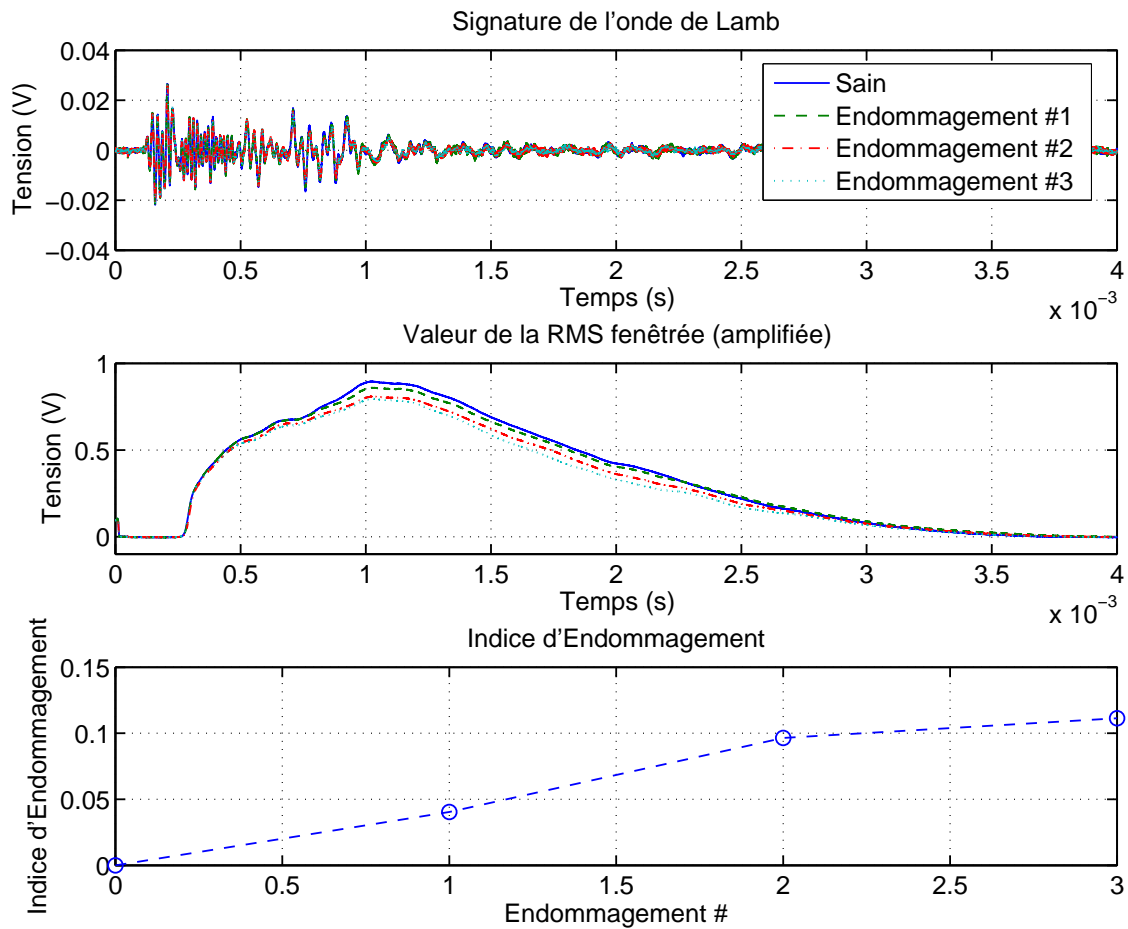


Figure 5.10 – Effet (qualitatif) de l'ajout de mastic sur la signature de l'onde de Lamb (système auto-alimenté)

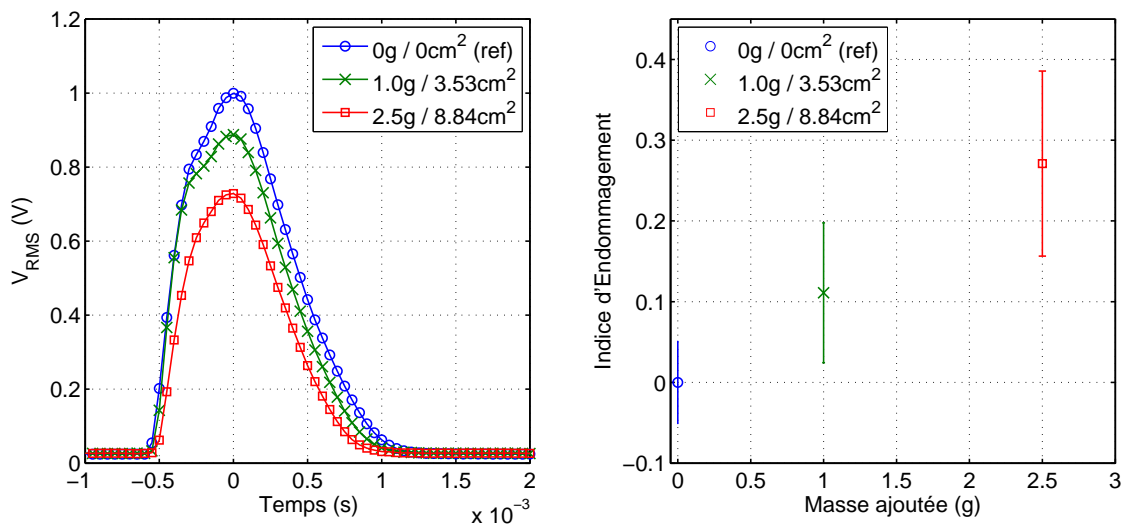


Figure 5.11 – Résultats sans vibrations et alimentation externe lorsque la masse et la surface du défaut artificiel sont augmentées : (gauche) Moyenne des valeurs de la RMS fenêtrée (droite) Indices d'Endommagement moyens et écart-type

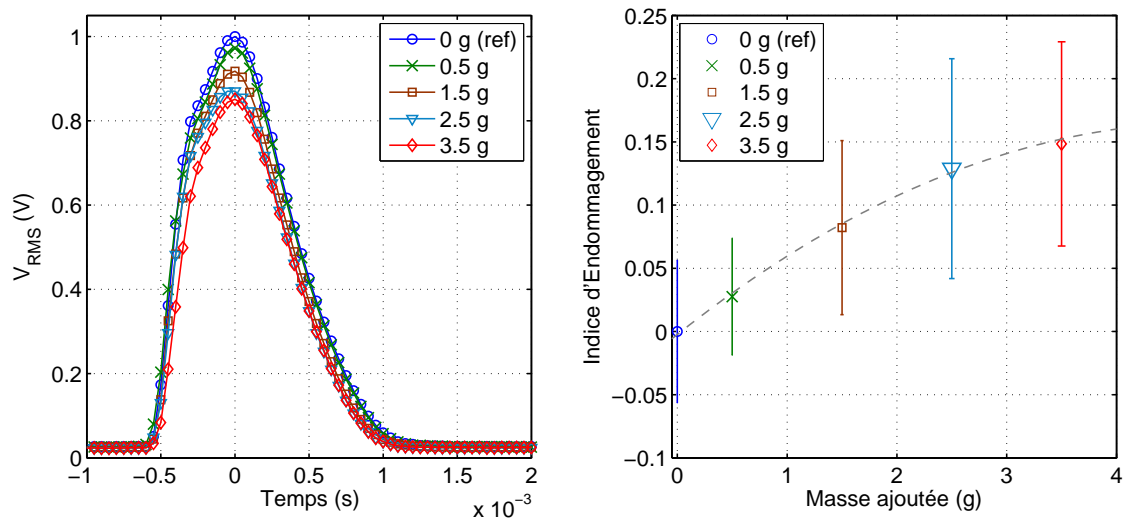


Figure 5.12 – Résultats sans vibrations et alimentation externe lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée : (gauche) Moyenne des valeurs de la RMS fenêtrée (droite) Indices d'Endommagement moyens et écart-type

ordres de grandeur sont conservés par rapport au cas précédent (les valeurs étant néanmoins légèrement inférieures).

Dans les deux cas, il apparaît cependant une dispersion relativement importante des résultats (représentée par les barres d'erreur dans les tracés). On gardera cependant à l'esprit que l'Indice d'Endommagement n'est calculé ici qu'à partir d'une seule signature (et non d'un jeu de signatures issues d'une salve d'ondes de Lamb). Néanmoins, il est tout à fait possible de quantifier l'évolution de l'Indice d'Endommagement par l'observation des valeurs moyennes.

Ces deux mesures valident ainsi le principe de fonctionnement du réseau de contrôle de santé structurale.

5.4.3 Fonctionnement avec émetteur et récepteur alimentés de manière externe avec vibrations

On se propose ici de tester expérimentalement la réponse du système, toujours alimenté de manière externe, mais lorsque la poutre est mise en vibration. Ceci conduit aux résultats présentés dans la Figure 5.13 lorsque la masse de mastic est augmentée à surface constante. Ces résultats montrent que les vibrations basse fréquence interfèrent avec le calcul de l'Indice d'Endommagement en moyenne, mais n'ont cependant pas d'impact significatif sur l'écart-type des DI s calculés. Les valeurs du DI sont d'un même ordre de grandeur, mais varient brutalement à l'apparition du défaut, pour ensuite très peu évoluer. L'Indice d'Endommagement est donc assez sensible mais peu discriminant. On peut également noter qu'il n'y a pas de recouvrement des barres d'erreur dans les deux cas extrêmes (sain et avec 2.5 g de mastic).

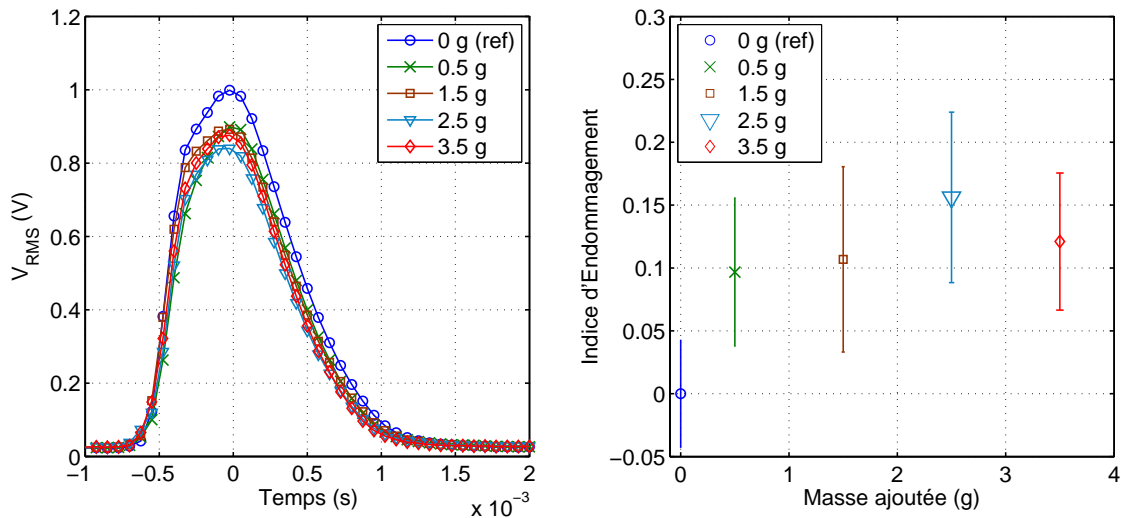


Figure 5.13 – Résultats avec vibrations et alimentation externe lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée : (gauche) Moyenne des valeurs de la RMS fenêtrée (droite) Indices d'Endommagement moyens et écart-type

5.4.4 Fonctionnement autonome - DI calculé à partir de la RMS fenêtrée

Après la vérification du fonctionnement sans contraintes énergétiques, les modules sont connectés à la sortie des microgénérateurs SSHI série, opérant ainsi de manière totalement autonome. Cependant, afin de vérifier le fonctionnement du réseau dans sa totalité, on calculera l'Indice d'Endommagement à partir de la tension amplifiée du circuit RMS.

Les résultats obtenus dans le cas où masse et surface augmentent de manière équivalente sont représentés dans la Figure 5.14. On pourra remarquer la décroissance rapide de la courbe après l'acquisition de la valeur RMS, qui s'explique par la désactivation du circuit de calcul. L'évolution de l'Indice d'Endommagement traduit bien l'altération de l'état de santé de la structure ; cependant cette évolution n'est plus linéaire du fait des perturbations basses fréquences causées par les vibrations sur le premier mode de flexion, altérant la reproductibilité. Les ordres de grandeur des Indices d'Endommagements restent cependant les mêmes.

Lorsque seule la masse est changée, on obtient les résultats illustrés dans la Figure 5.15. Là encore, l'évolution de l'état structural est bien représentée par l'Indice d'Endommagement, avec une tendance quadratique assez proche de celle obtenue sans vibrations et des valeurs ayant le même ordre de grandeur.

5.4.5 Fonctionnement autonome - DI calculé à partir des valeurs transmises

Après la vérification du fonctionnement étape par étape menée précédemment, on se propose d'évaluer la condition structurale dans les circonstances réelles d'application, c'est-à-dire lorsque les modules sont alimentés à partir de l'énergie récupérée sur la poutre vibrant sur son premier mode de flexion et lorsque le calcul de l'Indice

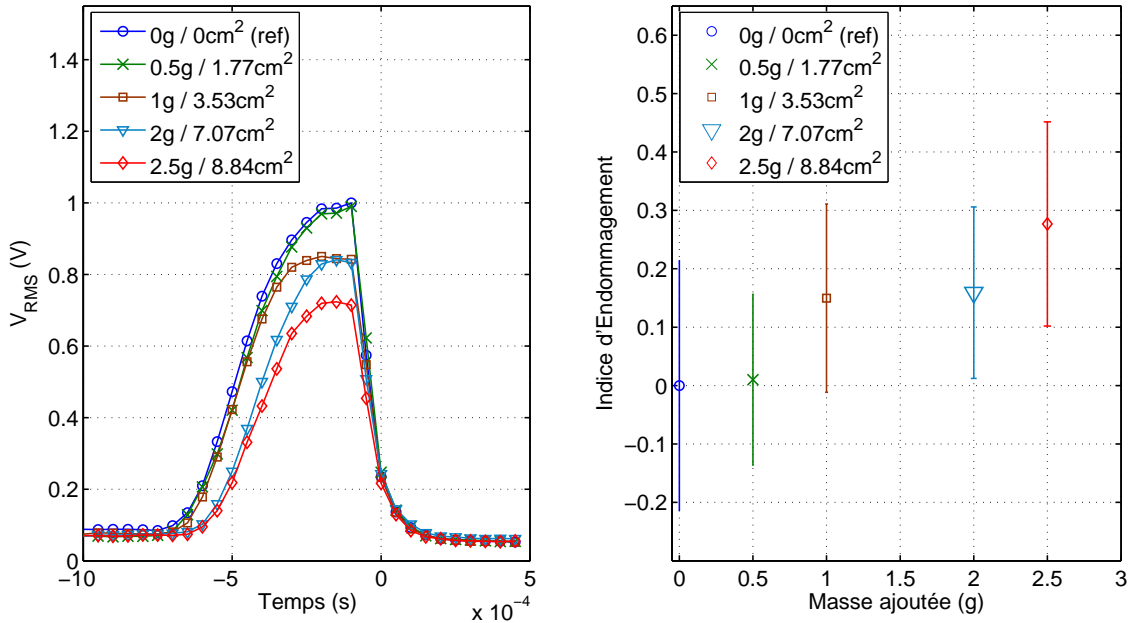


Figure 5.14 – Résultats en fonctionnement réel lorsque la masse et la surface du défaut artificiel sont augmentées : (gauche) Moyenne de la tension de sortie de l'amplificateur (droite) Indices d'Endommagement moyens et écart-type

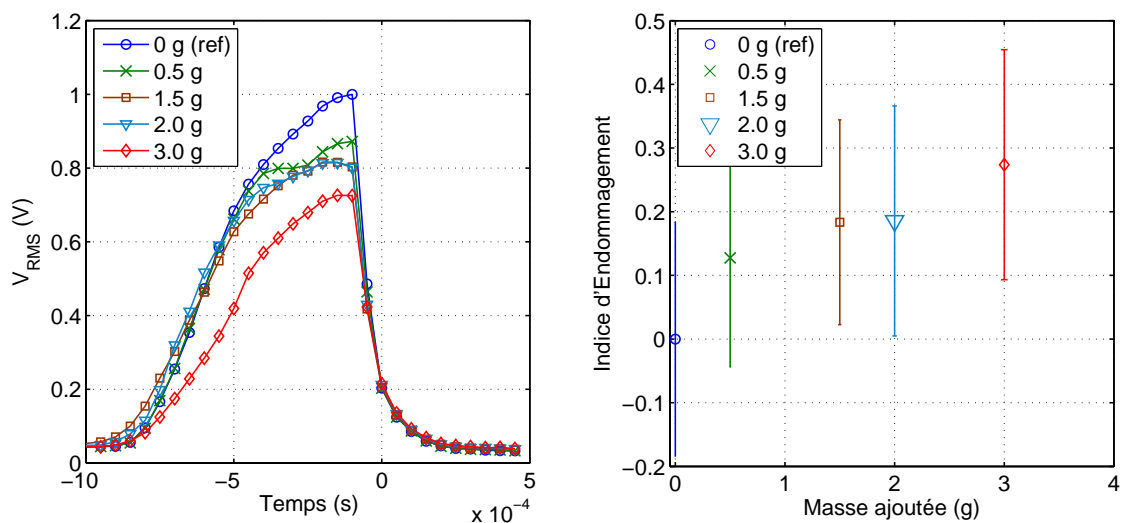


Figure 5.15 – Résultats en fonctionnement réel lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée : (gauche) Moyenne de la tension de sortie de l'amplificateur (droite) Indices d'Endommagement moyens et écart-type

d'Endommagement se fait à partir des valeurs transmises par voie RF. De plus, afin de coller au plus près à la réalité, la valeur RMS fenêtrée de référence a été calculée à partir de mesures préliminaires, et non à partir du jeu de mesures concerné (contrairement aux cas précédents). On ne considèrera par ailleurs que l'ajout de masse avec un rapport masse sur surface constant.

Les résultats ainsi obtenus sont représentés dans la Figure 5.16. Du fait du calcul indépendant de la valeur RMS de référence, la valeur du *DI* moyen n'est pas exactement nul dans le cas sain (il reste heureusement très proche de zéro). Des dispersions assez importantes apparaissent également du fait :

- des vibrations basses fréquences qui ne sont pas entièrement filtrées
- de l'utilisation limite (en terme fréquentiel) du circuit RMS

Comme montré par la Figure 5.17, la transmission RF n'est pas mise en cause dans les dispersions obtenues, le signal reçu étant parfaitement conforme à la valeur RMS relevée en sortie de l'amplificateur.

Afin d'assurer une meilleure reproductibilité et limiter la dispersion, les stratégies 2 et 3 précédemment présentées peuvent être utilisées, conduisant aux Figures 5.18 et 5.19. La seconde stratégie, assez gourmande en temps et en énergie, ne conduit pas à un gain significatif en terme de performances, alors que la troisième permet une réduction significative de l'écart-type, tout en nécessitant un surplus énergétique faible. De plus cette stratégie ne change pas le temps d'inspection. La superposition des évolutions des Indices d'Endommagement résultant des trois stratégies est illustrée dans la Figure 5.20. Cette Figure montre ainsi que la seconde amélioration (stratégie 3) est le meilleur moyen d'avoir une bonne détection tout en étant énergétiquement très économe.

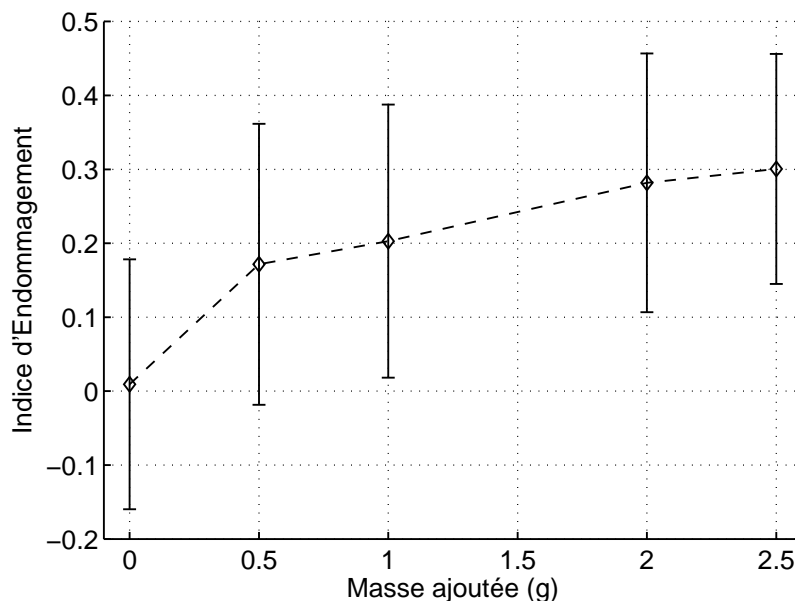


Figure 5.16 – Résultats à partir de la valeur RF

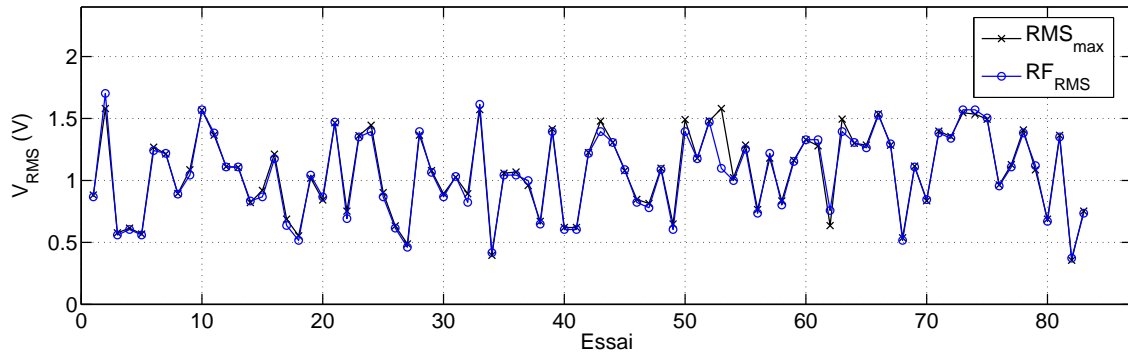


Figure 5.17 – Fidélité de la transmission RF

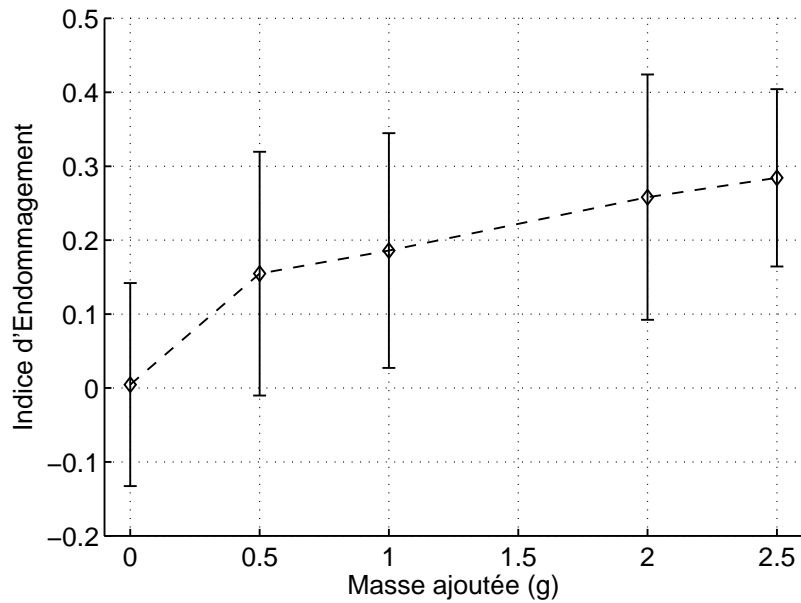


Figure 5.18 – Résultats à partir de la valeur RF en utilisant la seconde stratégie (*amélioration 1* - simulée en post-traitement)

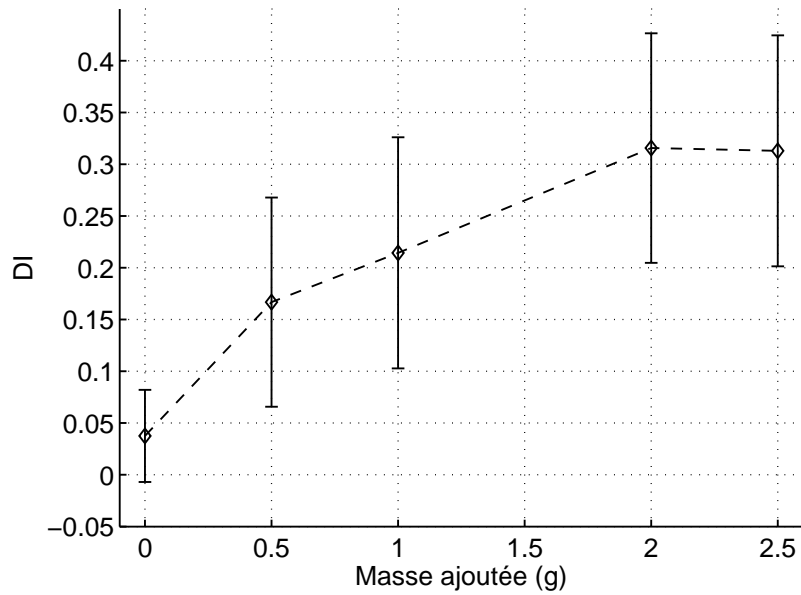


Figure 5.19 – Résultats à partir de la valeur RF en utilisant la troisième stratégie (*amélioration 2 - simulée en post-traitement*)

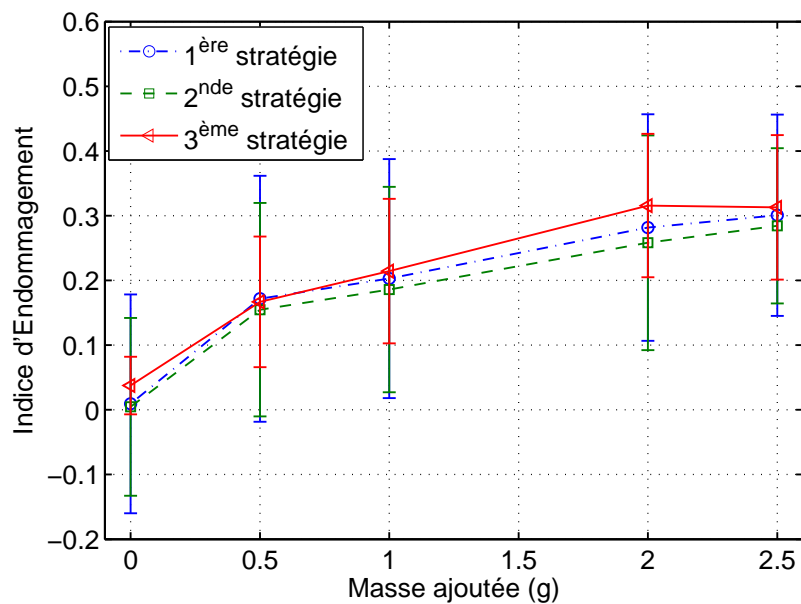


Figure 5.20 – Comparaison entre les trois stratégies

5.5 Intégration et tests sur une structure 2D - Le projet ADVICE

Après validation du principe de fonctionnement du contrôle de santé structurale autonome, on se propose de décrire dans cette partie le travail en cours dans le cadre du projet européen ADVICE, qui vise à implémenter le réseau de capteurs autonomes sur une structure plus complexe reflétant une portion d'un appareil aéronautique.

5.5.1 Contexte

ADVICE (*Autonomous Damage detection and Vibration Control systEms*) est un projet se déroulant dans le cadre du programme européen FP6. Il s'agit d'un projet "STREP" (*Specific Targeted REsearch or innovation Program*). Le consortium est constitué de 11 partenaires, présentés dans le Tableau 5.2.

Le but de ce projet est le développement d'un réseau d'actionneurs autonomes comme précédemment exposé (Figure 5.21). Cependant la définition des différents modules et de leurs fonctions varient par rapport aux principes de l'AWT et de l'AWR.

5.5.2 Architecture et Stratégies

Cette partie présente les différentes définitions des modules ainsi que leurs interactions adoptées par le consortium. La grande différence avec la partie précédente est le choix fait concernant l'alimentation externe du récepteur d'onde de Lamb, permettant un traitement du signal plus élaboré qu'une simple RMS (par exemple FFT). De plus, l'aspect de l'amortissement vibratoire en vue de la préservation de l'intégrité structurale est également abordé dans ce projet. De manière analogue au paragraphe 5.2, on insistera davantage sur les composants énergétiquement autonomes, réel enjeu industriel de ce programme.












5.5.3 VDCu

Le module innovant dans le projet se nomme "VDCu" (*Vibration and Damage Control unit*), qui se rapproche assez de l'AWT. Cependant le système inclue également un système d'amortissement et un récepteur RF comme illustré dans la Figure 5.22.

Module de récupération d'énergie

Le module de récupération d'énergie est un microgénérateur SSHI série classique auto-alimenté. L'auto-alimentation peut se faire soit par le circuit de commutation présenté dans le paragraphe 2.2 du chapitre 2 (tiré du brevet [RGL07] - Figure 5.23a), soit en utilisant un comparateur numérique ultra-basse consommation (Figure 5.23b).

L'intégration du module de commutation (Figure 5.24) est faite en utilisant la technologie SOI (*Silicon On Insulator*), qui permet entre autres, par dépôt d'une

Partenaire	Origine	Brève description
	Belgique	Management/modélisation
	Belgique	Intégration / microélectronique
	France	Manufacture de composites
	Allemagne	Aéronautique générale
	Espagne	Aéronautique générale
	France	Actionneurs aéronautiques
	Israël	Constructeur (avion)
	France	Laboratoire : matériaux piézoélectriques / contrôle de santé structurale
	Espagne	Consultants en mécanique
	Pologne	Constructeur (hélicoptère)
	Belgique	Laboratoire : technologies de communication / intégration

5.27. L'entreprise s'est retirée du consortium en décembre 2007

Tableau 5.2 – Consortium du projet ADVICE

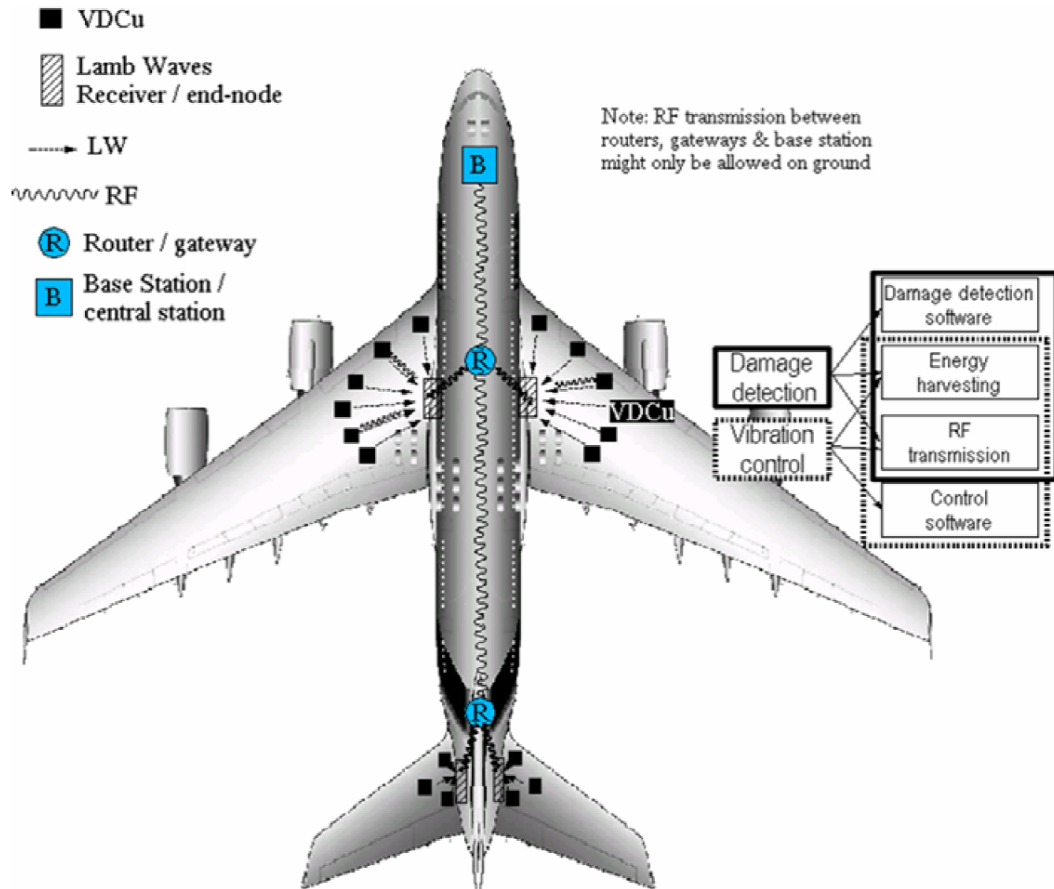


Figure 5.21 – Principe du contrôle de santé du projet ADVICE (reproduit avec l'aimable autorisation du consortium)

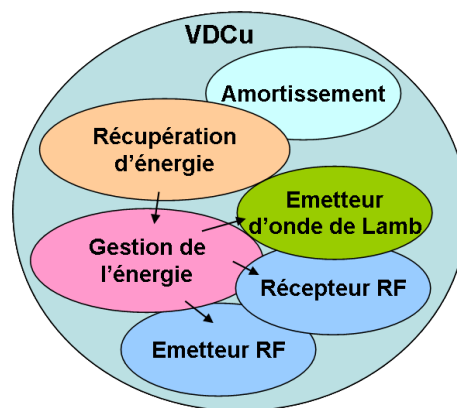


Figure 5.22 – Principe du module VDCu

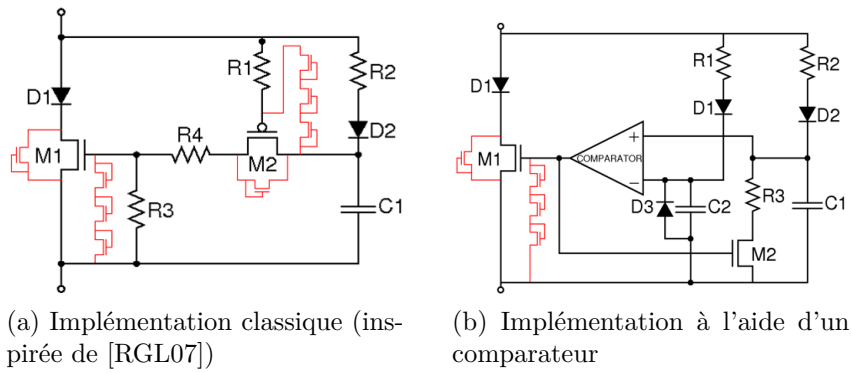


Figure 5.23 – Schémas du module de commutation (reproduit avec l'aimable autorisation de CISSOID)

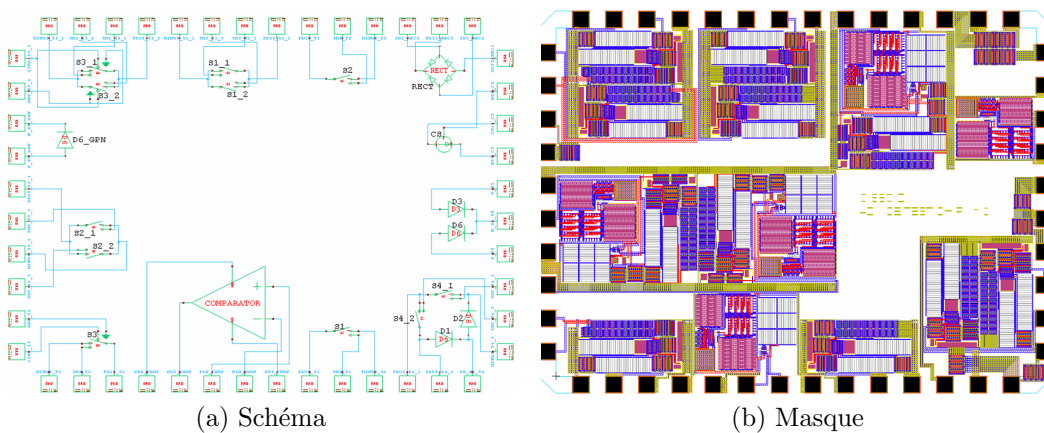


Figure 5.24 – Intégration du module de commutation avec la technologie SOI (reproduit avec l'aimable autorisation de CISSOID)

couche d'oxyde de silicium SiO_2 sur le substrat silicium, une diminution de l'énergie requise tout en étant opérationnel dans des environnements particulièrement hostiles (haute température, radiations...).

Afin d'optimiser la récupération d'énergie, un convertisseur DC-DC est également inséré entre l'étage d'extraction et de stockage. Le rôle de ce convertisseur est de présenter l'impédance optimale qui maximise la puissance récupérée. Le type de convertisseur choisi est tiré de [LARG07] (convertisseur mixte ou buck-boost) représenté dans la Figure 5.25 dont le rendement est approximativement de 85%.

Module de communication

Une plate-forme dédiée implémentant un émetteur RF à 2.4 GHz utilisant le protocole IEEE 802.15.4 a été développée dans le cadre du projet (Figure 5.26). Une telle radio peut couvrir une dizaine de mètres tout en étant économe en énergie ($475 \mu J.bit^{-1}$ en mode transmission et $954 \mu J$ par intervalle de 10 ms en mode réception). La vitesse de transmission obtenue est de $250 kbits.s^{-1}$, et la méthode d'accès CSMA/CA ("Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance") est adoptée afin de se prémunir des collisions de paquets. La plate-forme inclut également un microprocesseur 8051, permettant le pré-traitement de la signature de l'onde de Lamb.

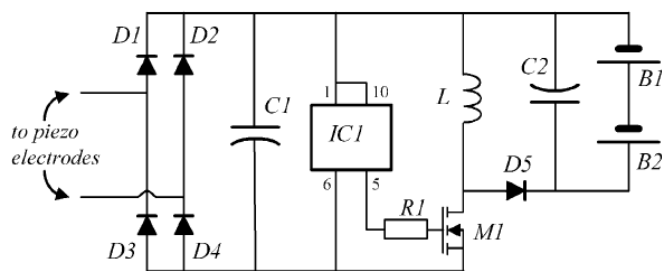


Figure 5.25 – Convertisseur DC-DC pour optimisation de la récupération d'énergie (extrait de [LARG07] - le circuit nommée IC1 est une horloge ultra-basse consommation)

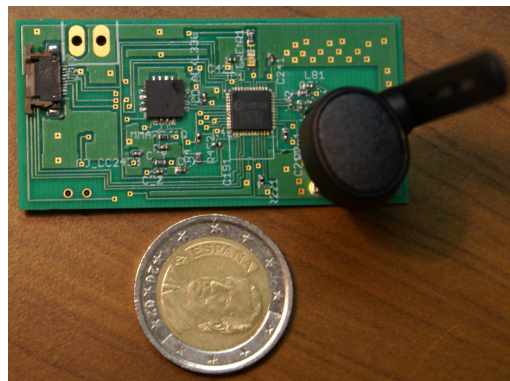


Figure 5.26 – Plate-forme de communication radiofréquence (reproduit avec l'aimable autorisation d'UCL)

Émetteur d'ondes de Lamb

L'émission de l'onde de Lamb peut se faire de manière analogue au cas précédent, c'est-à-dire par application d'une impulsion de tension sur un insert piézoélectrique (Figure 5.27a). Cependant, afin d'avoir une sélection de mode plus aisée, l'intégration d'un circuit résonant est actuellement envisagée (Figure 5.27b). La sélection du mode se fait via l'inductance $L_{ém}$, qui couplée à l'élément piézoélectrique de capacité bloquée C_0 donne une fréquence de résonance $f_{ém}$ suivant la relation approchée (5.3) lorsque le système est peu amorti. La résistance $R_{ém}$ permet de sélectionner la bande passante $BP_{ém}$ du système, donnée par l'expression (5.4) lorsque le système est peu amorti.

$$f_{ém} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ém}C_0}} \quad (5.3)$$

$$BP_{ém} \approx 2\frac{R_{ém}}{L_{ém}} \quad (5.4)$$

Module d'amortissement

L'amortissement peut se faire de deux façons au niveau du VDCu :

- **de manière passive ou active**, en utilisant la technique SACLD (*Segmented Active Constrained Layer Damping* - [BR95, RB02])
- **de manière semi-passive**, en utilisant le SSDI auto-alimenté

La technique SACLD utilise des matériaux visco-élastiques couplés à des actionneurs piézoélectriques. Cependant un tel système ne peut être aisément contrôlé (notamment en ce qui concerne la désactivation). Or une interaction forte entre récupération d'énergie et amortissement existe : en effet, l'amortissement dégradant l'énergie mécanique, l'énergie potentiellement récupérée est grandement amoindrie. De fait, l'utilisation d'une technique "figée" comme le SACLD nécessite un placement loin des points chauds de contrôle de santé structurale et de récupération d'énergie.

Dans le cas du SSDI auto-alimenté, la désactivation peut être implémentée par une modification mineure du système de commutation (Figure 5.28). Cette désactivation est contrôlée par le microcontrôleur du VDCu, permettant ainsi la maîtrise

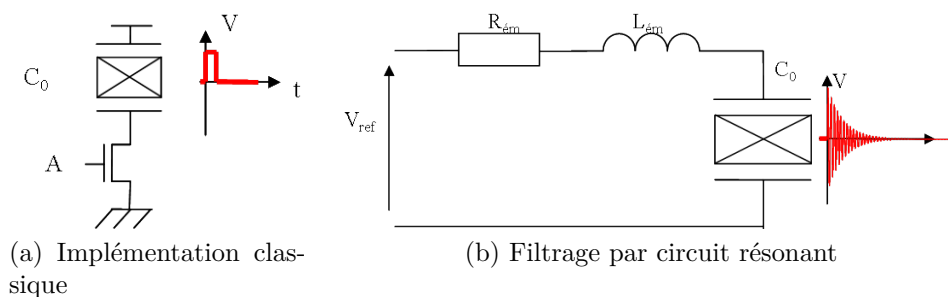


Figure 5.27 – Interface d'émission de l'onde de Lamb

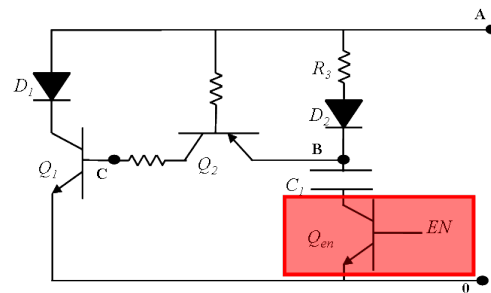


Figure 5.28 – Module de commutation avec patte de désactivation

continue du compromis récupération d'énergie/amortissement. Afin d'éviter l'interblocage du système (*deadlock*), l'amortissement vibratoire nécessite d'être désactivé sur niveau bas du signal de contrôle, afin d'empêcher l'état où le SSDI est actif et le microcontrôleur inactif faute d'énergie récupérée par le microgénérateur SSHI série.

5.5.4 Autres composants

End node et router

Contrairement à l'*AWR*, la réception de l'onde de Lamb se fait ici par un module alimenté par une batterie externe ("end node"), permettant donc un traitement complexe de l'onde de Lamb reçue. Le calcul de l'Indice d'Endommagement se fait ainsi de manière classique par utilisation de la FFT, après numérisation de la signature de l'onde de Lamb.

Le récepteur inclut également un émetteur RF pour communication par *multi-hops via des routers* (dont certains sont inclus dans les *end nodes*), ainsi qu'illustré dans la Figure 5.29, permettant une reconfiguration autonome du réseau et donc une maintenance plus facile (lors de l'ajout d'une *end node* ou d'un *router* par exemple).

Gateway

La *gateway* est le dernier récepteur RF avant transmission à la *base station* du système (dont le descriptif est présenté ci-dessous). Ce composant permet de récupérer tous les paquets envoyés par les *end nodes* et *routers* pour les transmettre à la *base station via* une connexion *RS - 232*.

Base station

La *base station* constitue le "cerveau" du système. Centralisant tous les Indices d'Endommagement envoyés par les *end nodes*, la *base station* met en œuvre des algorithmes complexes (par exemple réseaux de neurones) afin de déterminer la gravité d'un défaut, de détecter les fausses alarmes, voire de localiser le défaut, à partir des différentes informations qui lui parviennent (valeur du *DI*, localisation des *VDCus* correspondant...).

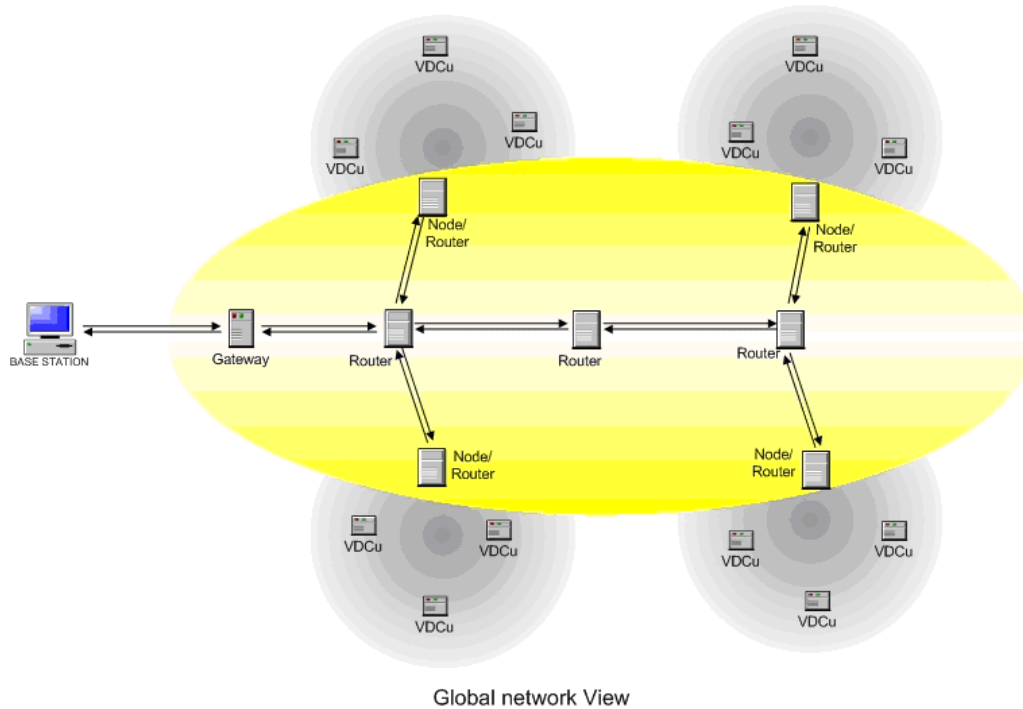


Figure 5.29 – Schéma des réseaux de communication (reproduit avec l'aimable autorisation d'UCL)

5.5.5 Mise en réseau

Les contraintes énergétiques, associées aux normes aéronautiques, nécessitent la mise en place d'une stratégie optimisée pour le traitement.

Deux réseaux se superposent dans le schéma d'inspection proposé (Figure 5.30). Le premier inclut les *VDCus* avec leur *end node* respectif (Figure 5.30a). Ce réseau, qui suit une architecture dite "star", est organisé autour d'une *end node*. Ce réseau intègre la synchronisation RF ainsi que l'envoi/réception de l'onde de Lamb.

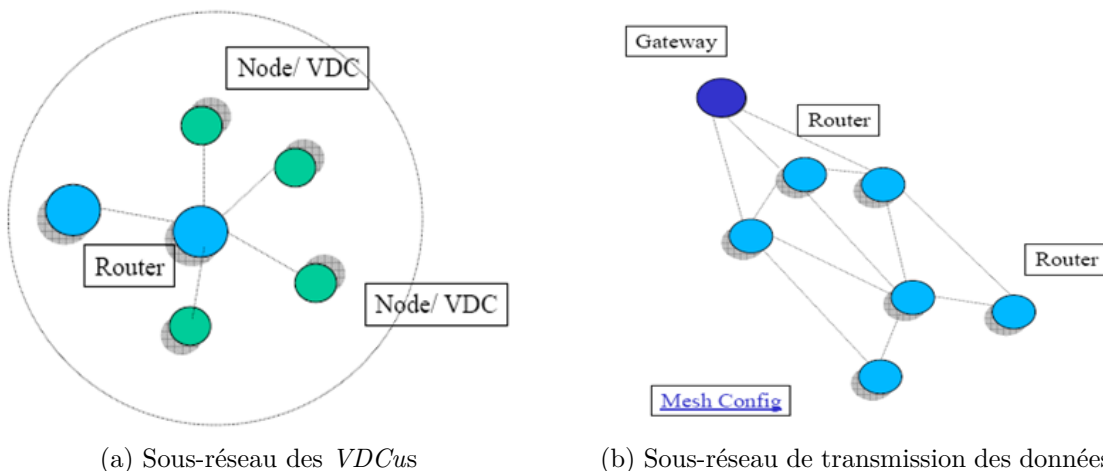


Figure 5.30 – Mise en réseau (reproduit avec l'aimable autorisation d'UCL)

Le deuxième réseau, représenté dans la Figure 5.30b, consiste à acheminer les informations jusqu'à la *base station*. Étant donné que ce réseau n'est pas soumis à des contraintes énergétiques fortes, un protocole plus évolué est mis en place, et consiste en une architecture "mesh" basée sur une communication *multihops* et permettant une flexibilité accrue.

D'un point de vue de la communication RF, le *VDCu* ne peut pas émettre en aveugle comme dans le cas de la partie précédente, du fait du risque d'interférences (normes aéronautiques). La stratégie alors adoptée consiste à autoriser par *polling* de l'*end node* l'émission de l'onde de Lamb. Le protocole, illustré dans les Figures 5.31 et 5.32, se déroule donc comme suit :

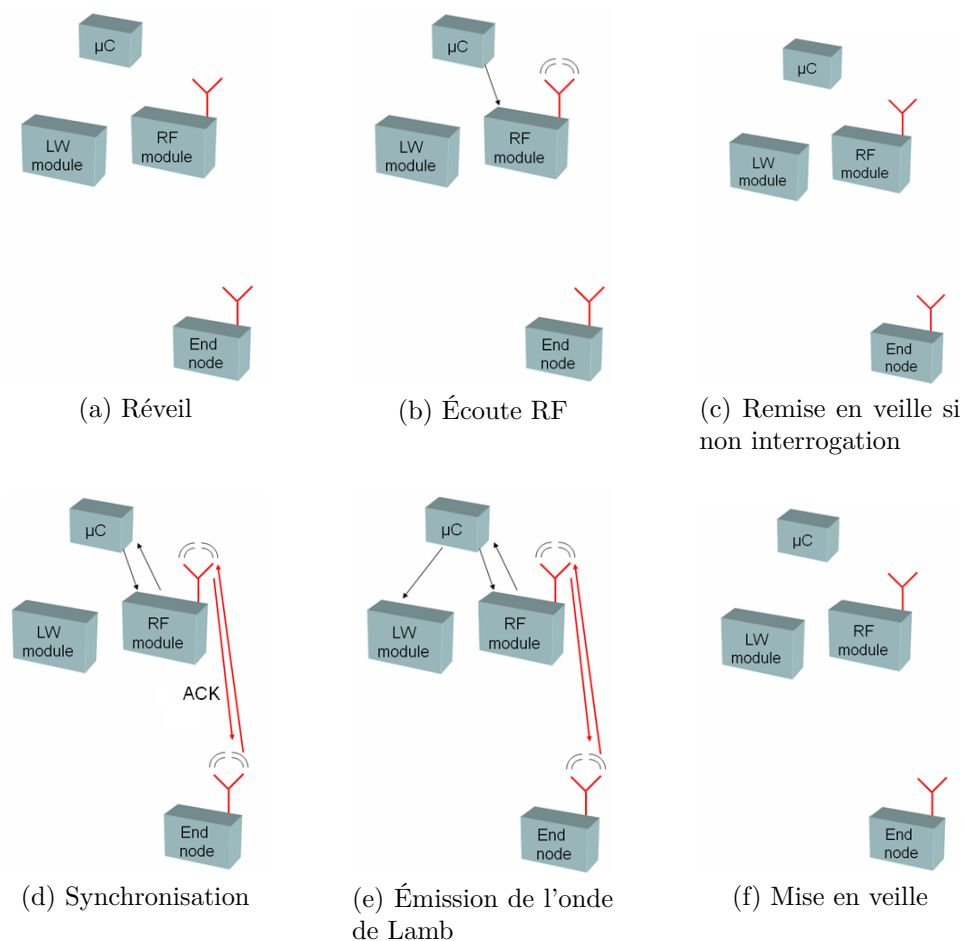


Figure 5.31 – Protocole de diagnostic du point de vue du *VDCu*

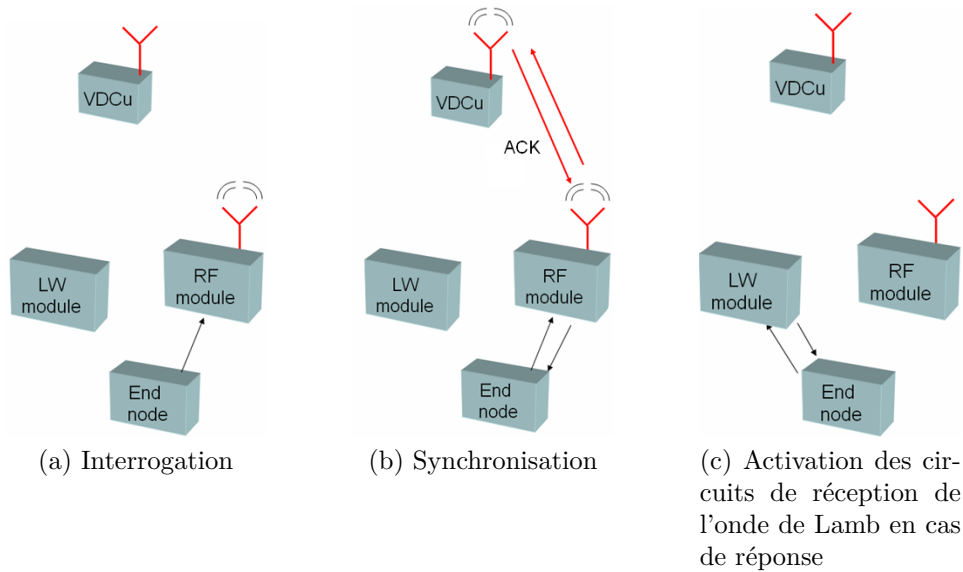


Figure 5.32 – Protocole de diagnostic du point de vue de la *end node*

Au niveau du *VDCu* :

1. Réveil du microcontrôleur (toutes les 10 s par exemple - Figure 5.31a)
2. Activation de l'écoute RF (Figure 5.31b)
3. Remise en veille en cas de non-interrogation (au bout de 10 ms par exemple - Figure 5.31c)
4. En cas d'interrogation :
 - (a) Envoi d'une accusé de réception (*ACK* - Figure 5.31d)
 - (b) Envoi de l'onde de Lamb (Figure 5.31e)
 - (c) Remise en veille (Figure 5.31f)

Au niveau de la *end node* :

1. Interrogation d'un *VDCu* en particulier (Figure 5.32a)
2. En cas de non réponse (au bout de 10 secondes par exemple), passage à un autre *VDCu*
3. En cas de réponse (*ACK* - Figure 5.32b) :
 - (a) Activation du circuit de réception de l'onde de Lamb (Figure 5.31c)
 - (b) Réception de l'onde de Lamb et traitement de la signature
 - (c) Passage à un autre *VDCu*
4. Interruption lorsque tous les *VDCus* sont interrogés ou sur ordre de la *base station*

5.5.6 Configuration de tests

À l'heure de la rédaction de ce manuscrit, le projet en est à la phase de construction de la structure de test. Cette structure est présentée dans la Figure 5.33. Afin de refléter au mieux les structures aéronautiques réelles, les matériaux choisis sont

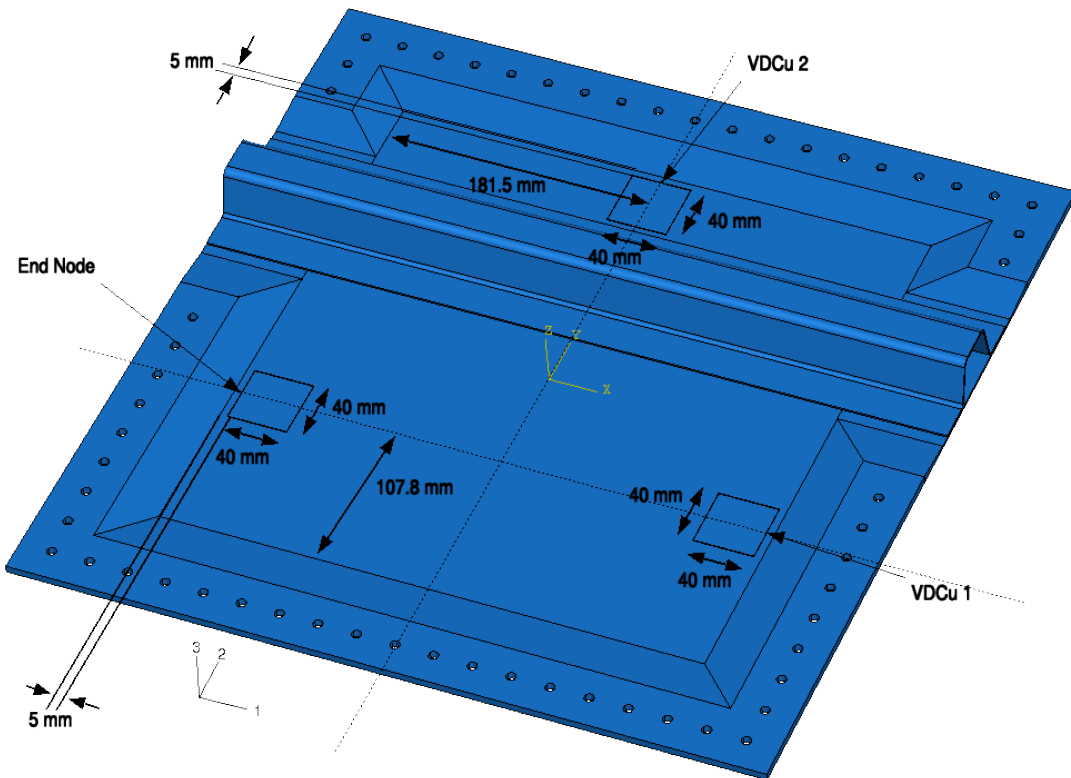


Figure 5.33 – Structure de test (reproduit avec l’aimable autorisation de CENAERO)

des composites carbone/epoxy stratifiés, dont les plis sont répartis de manière symétrique par rapport au plan médian. Quatre zones distinctes définissent la structure (Figure 5.34), chacune ayant sa propre séquence d’empilement. De plus, un raidisseur en “ Ω ” est ajouté de façon à rendre la structure plus réaliste encore.

La structure composite comporte 3 inserts piézoélectriques segmentés. 2 seront utilisés pour l’émission de l’onde de Lamb et la récupération d’énergie (*VDCus*), et le troisième sera connecté au *end node* pour la réception de l’onde de Lamb, comme illustré dans la Figure 5.33.

La structure sera mise en vibration à l’aide de pots vibrants (Figure 5.35) générant un mouvement de corps solide selon les spectres de référence, et le suivi sera effectué selon le protocole illustré dans la Figure 5.36.

La simulation des conditions d’excitation sera inspirée de relevés expérimentaux sur un appareil réel ([Bha71, WG72]) ainsi que des normes aéronautiques (*RTCA/DO – 160C/D*) qui donnent un spectre d’excitation représenté dans la Figure 5.37.

La période de tests est prévu pour Janvier 2009, pour une période de 9 mois.

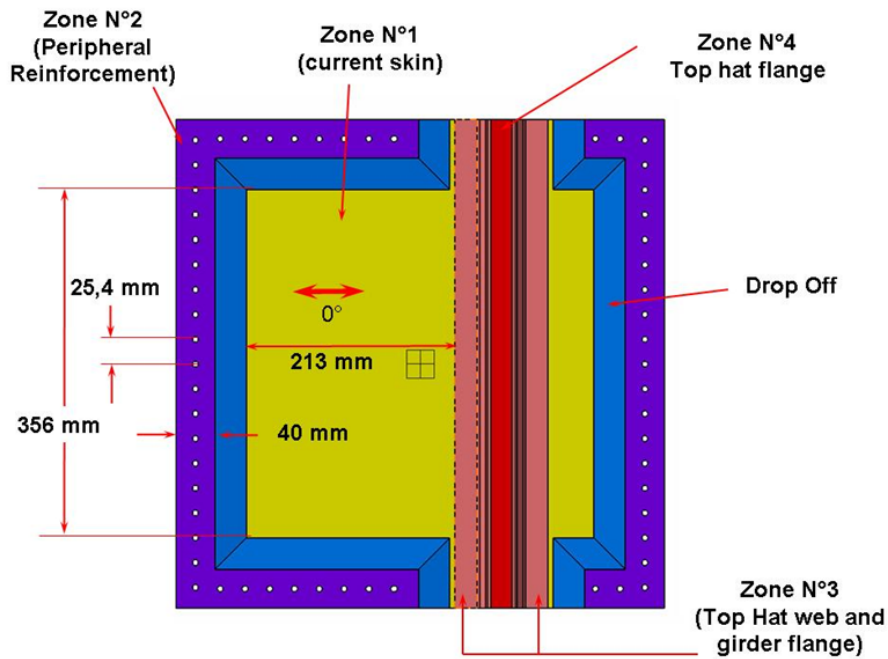


Figure 5.34 – Configuration de la structure de test (reproduit avec l'aimable autorisation de CENAERO)

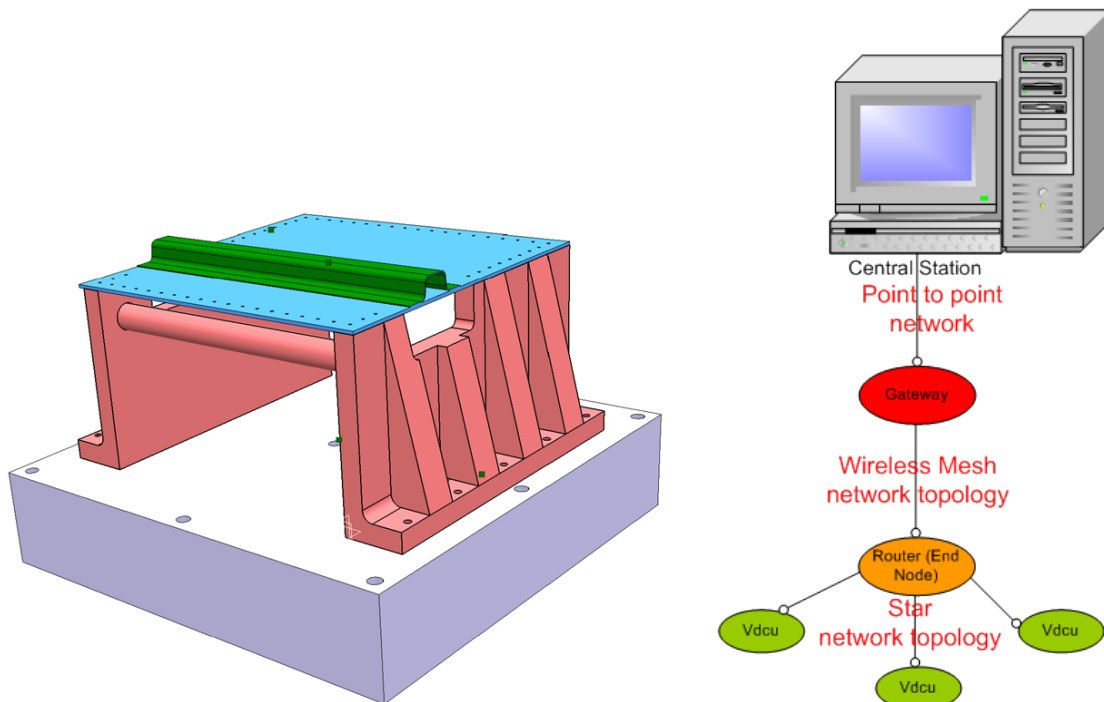


Figure 5.35 – Dispositif expérimental pour la structure de test (reproduit avec l'aimable autorisation de GOODRICH)

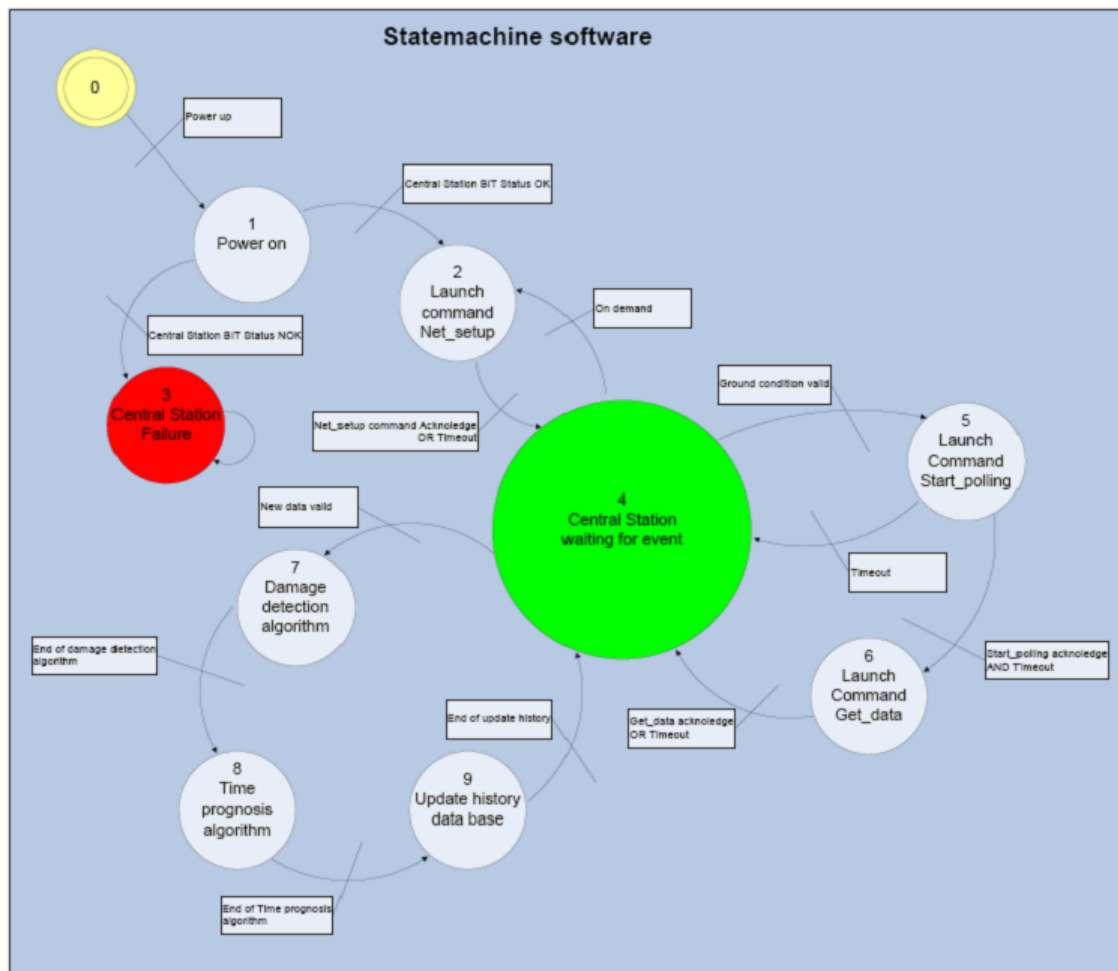
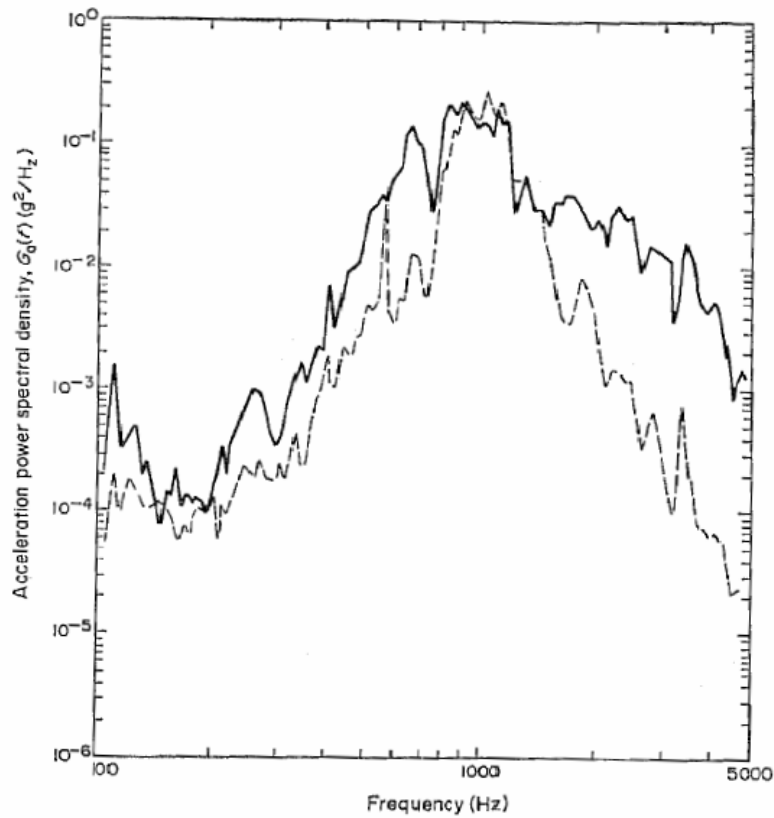
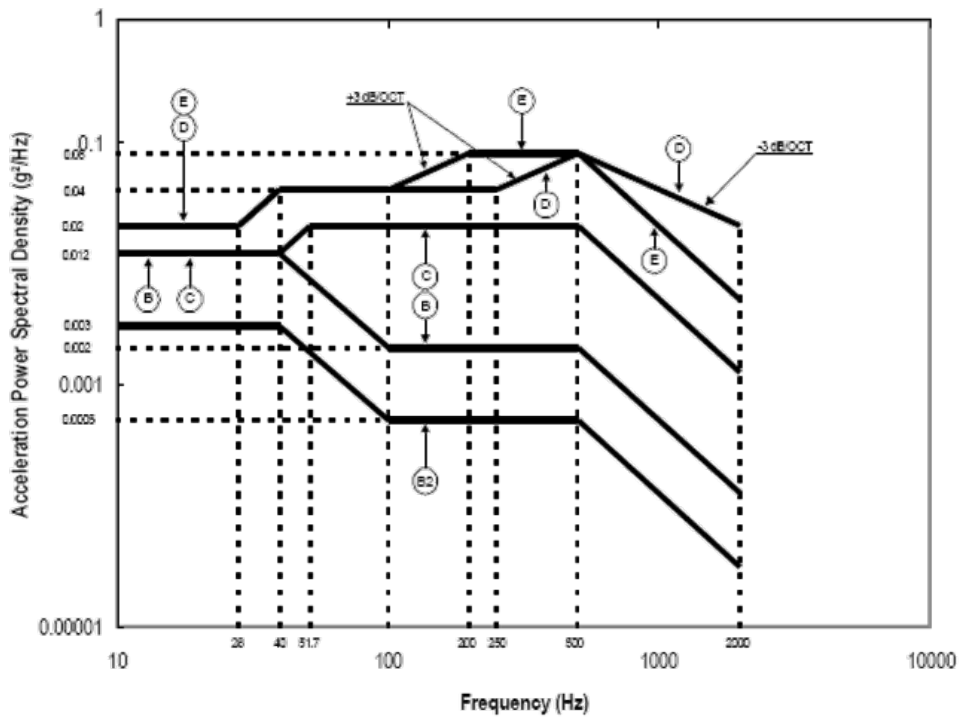


Figure 5.36 – Protocole de test (reproduit avec l'aimable autorisation de GOODRICH)



(a) Relevés dans [WG72]



(b) Norme RTCA/DO – 160C/D

Figure 5.37 – Spectres d'excitation

5.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'application des techniques précédemment exposées dans le cadre de la conception d'un réseau de capteurs autonomes effectuant un contrôle de santé structurale sans nécessiter de connexions physiques ni d'entretien particulier.

Basé sur les performances des techniques de récupération d'énergie par traitement non-linéaire alliées à une méthode de suivi de l'évolution de l'état de santé structurale très économe en énergie, il a été ainsi mis en place une méthode de suivi de l'évolution structurale fonctionnant à partir de l'énergie récupérée sur les vibrations mécaniques. Le système se décompose en trois sous-modules, chacun ayant une tâche bien définie. Le premier module, nommé "AWT" pour *Autonomous Wireless Transmitter* ([GJP⁺07]), se compose d'un microgénérateur SSHI série pour l'alimentation, d'un module d'émission RF pour son identification et localisation, et enfin d'un système d'émission d'onde de Lamb *via* un insert piézoélectrique afin d'effectuer le contrôle de santé. Un microcontrôleur est utilisé pour la gestion de l'énergie, l'envoi des séquences RF et le pilotage de l'émetteur de l'onde de Lamb.

Cette onde de Lamb est ensuite reçue par le second module, également autonome et appelé "AWR" pour *Autonomous Wireless Receiver* ([LGJ⁺08]). Ce module comprend également un microgénérateur SSHI série, un émetteur RF et un microcontrôleur. Le patch piézoélectrique est ici utilisé pour la réception de l'onde de Lamb, et un récepteur RF est également inclus pour la synchronisation. L'AWR présente également une intelligence locale permettant un pré-traitement avant le calcul de l'Indice d'Endommagement. Ce pré-traitement consiste à calculer la RMS de la signature de l'onde de Lamb, qui est ensuite amplifiée et la valeur à un instant donné (fixé par l'utilisateur) numérisée puis envoyée par RF (avec l'identifiant de l'AWR).

Enfin, le dernier module du réseau est la "station de base", alimentée de manière externe. L'objectif de ce module est de collecter toutes les données du système et d'en déduire l'évolution (globale ou locale) de la structure.

La mise en réseau de ces composants est soumise à des contraintes fortes en terme énergétique.

D'un point de vue de l'émission de l'onde de Lamb, une simple impulsion de tension est utilisée (une amélioration consistant en l'utilisation d'un circuit LC est néanmoins possible). Comme vu dans le chapitre précédent, une telle forme permet une bonne sensibilité, mais une reproductibilité limitée. Afin de diminuer la dispersion, une série d'ondes de Lamb peut être envoyée et le *DI* calculé en prenant en compte le jeu de signatures entier associé à cette salve, limitant ainsi la dispersion statistique au niveau des résultats. Du côté du récepteur, le calcul de l'Indice d'Endommagement est effectué à partir de la valeur RMS de la signature à un instant donnée, l'opérateur RMS étant celui qui requiert le moins d'énergie.

La stratégie de communication et de synchronisation par radiofréquence consiste en une émission aveugle de la part de l'AWT vers la station de base. Cette émission est interceptée par l'AWR, qui écoute périodiquement les communications. Cette écoute permet de synchroniser la réception de l'onde de Lamb avec l'AWT pour le calcul de l'Indice d'Endommagement. Après le calcul de la RMS de la signature,

l'AWR envoie le résultat à la station de base, ainsi que son identifiant permettant sa localisation sur la structure. Afin de sauvegarder le maximum d'énergie possible, l'écoute RF de l'AWR est désactivée juste après le calcul RMS, et ce pour un temps légèrement inférieur au temps de répétition de l'AWT.

Nous avons par la suite envisagé l'application de ce système dans le cas, simple, d'une structure unidimensionnelle de type poutre encastree-encastree. Le relevé des consommations énergétiques a montré qu'il suffit de 1.2 mJ pour l'AWT et de 1.68 mJ pour l'AWR afin d'effectuer un cycle d'inspection complet. Dans le cas de la structure considérée (poutre en BMC), l'énergie récoltée par les modules SSHI est suffisante pour effectuer un contrôle toutes les 10 secondes dès lors que le niveau de contrainte sur les patches est supérieur à 2 MPa (soit une déformation d'environ $20 \mu\text{def}$), permettant le fonctionnement du système pour des valeurs réalistes de vibrations.

Les résultats obtenus lorsqu'un défaut est simulé à l'aide de petites masses de mastic montrent une bonne évolution de l'Indice d'Endommagement (que ce soit à surface proportionnelle ou constante), malgré une dispersion assez importante due aux vibrations basses fréquences et à une utilisation du circuit de calcul RMS légèrement hors de sa bande fréquentielle. L'utilisation d'une stratégie faisant intervenir le calcul de la RMS sur un jeu de signatures issues d'une salve d'ondes de Lamb (avec rejet des valeurs aberrantes) conduit à une réduction significative de l'écart-type pour un surplus énergétique somme toute très limité (augmentation d'à peine 20% de l'énergie nécessaire du côté du récepteur).

Enfin, l'application du contrôle de santé à des structures aéronautiques, supporté par le projet européen ADVICE (*Autonomous Damage detection and Vibration Control systems*), a été succinctement présentée.

La définition des nouveaux composants, notamment le "VDCu" (*Vibration and Damage Control unit*) qui inclut, en plus de l'architecture AWT de base, un module de réception RF et un module d'amortissement semi-passif SSDI auto-alimenté avec possibilité de désactivation, permet l'extension des principes exposés à un réseau complexe de capteurs. On peut également noter que, contrairement à l'AWT, le récepteur d'onde de Lamb ("end node") est ici alimenté de manière externe, ce qui permet un traitement du signal plus complexe, notamment par le biais de la FFT qui conduit à une réduction drastique de la dispersion des *DI*s.

Les nouvelles stratégies de communication, englobant un réseau plus réaliste de transmission radiofréquence, répondent à la fois aux contraintes énergétiques et aux normes aéronautiques. Le réseau sans fil est par ailleurs constitué de deux sous-réseaux. Le premier se situe au niveau des *VDCus* eux-mêmes. L'envoi de l'onde de Lamb est ainsi initié par les *end nodes* qui effectuent une interrogation de chaque *VDCu* du réseau. L'organisation de ce réseau, soumis à des contraintes énergétiques fortes, suit une architecture "star" centralisée autour du *end node*.

Le second sous-réseau, dont le rôle consiste à faire remonter les informations (valeur des *DI*s, localisation...) jusqu'à la station de base ("base station"), n'est quant à lui pas soumis à de telles restrictions. Par conséquent l'implémentation d'un réseau plus flexible est possible, ce qui est réalisé par une topologie "mesh", où l'in-

formation est relayée par des “routers”. Une telle topologie permet une maintenance plus aisée : le réseau pouvant s’auto-(re)configurer, l’ajout d’un nouveau composant (*end node* ou *router*) se fait de manière automatique.

À l’heure de la rédaction de ce manuscrit, la phase de validation sur une structure de test est programmée pour Janvier 2009, et devrait s’étaler sur une durée de 9 mois. Cet ouvrage devant refléter au mieux une structure aéronautique réelle, le choix s’est porté sur un panneau composite carbone/époxy comprenant un raidisseur en “ Ω ”.

À l’issu de ce chapitre, la démonstration du fonctionnement d’un réseau de capteurs/actionneurs énergétiquement autonomes, dans l’optique du contrôle de santé, n’est donc plus une chimère. Alors que le principe a été validé sur un structure unidimensionnelle simple, son application sur des structures réelles est en bonne voie, et, espérons-le, l’intégration sur des appareils commerciaux n’est plus qu’une question de temps.

Synthèse Générale et Perspectives

Ce chapitre final propose un récapitulatif des techniques, principes, interprétations et résultats proposés dans l'ensemble de ce manuscrit.

Il présente également une analyse comparative succincte des performances de chaque technique, que ce soit en termes d'amortissement, d'énergie récupérée ou extraite, de sensibilité de détection de défauts, mais aussi en termes de difficulté d'implémentation et de besoins énergétiques.

Enfin on tentera de déterminer une esquisse du futur qui attend les différents thèmes abordés dans ce manuscrit, que ce soit pour des techniques particulières ou pour les domaines concernés en général.

L'objectif de cette thèse a été de proposer des techniques d'amélioration de la conversion électro-active de matériaux piézoélectriques ou pyroélectriques, dans le but de contrôler les vibrations d'une structure ou de récupérer de l'énergie à partir des sources ambiantes. Des méthodes d'inspection de l'état de santé structurale énergétiquement économes ont également été décrites.

La finalité même de ces travaux consiste en la mise en place de réseaux d'actionneurs/capteurs sans fil, totalement auto-alimentés et autonomes énergétiquement parlant, récoltant l'énergie nécessaire à leur fonctionnement à partir des sources ambiantes disponibles. Une telle problématique est au cœur de l'actualité de recherche du fait d'une triple conjoncture économique-scientifique, qui inclue les progrès en microélectronique, les avancés en conversion d'énergie (nouveaux matériaux par exemple), et enfin une forte demande industrielle, biomédicale et publique en termes de réseaux de capteurs auto-alimentés. De plus, une telle tendance s'inscrit dans le développement exponentiel de l'électronique nomade et dans l'optique du développement durable. L'alimentation à partir de l'énergie récupérée permet de s'affranchir du besoin de batteries, qui nécessitent une maintenance coûteuse (du fait de leur durée de vie limitée), et posent des problèmes environnementaux concernant leur recyclage.

Grâce à l'énergie récupérée à partir du milieu, les dispositifs auto-alimentés peuvent également effectuer un traitement d'information décentralisé. Ce traitement est assez limité du fait de contraintes énergétiques fortes. Cependant, de manière similaire à un être biologique, les "noeuds" auto-alimentés forment les cellules du système, qui, prises indépendamment les unes des autres, ne peuvent fournir des informations significatives, mais une fois mises en réseau, constituent un système transcendantal et complexe qui permet d'accomplir un objectif qui les dépasse.

Cependant le but des travaux présentés ici n'est pas la description technique détaillée des méthodes d'amortissement, de récupération d'énergie ou de contrôle de santé structurale. La volonté du présent manuscrit a plutôt été axée sur l'élaboration de nouvelles méthodes, et leur validation dans des cas simples d'application (excitation monochromatique par exemple). Ceci ouvre la voie à des systèmes plus complexes (comme des structures multimodales), qui relèvent plus de la recherche et développement industriels que de la recherche scientifique.

Ces travaux ont été néanmoins teintés d'une volonté forte en terme d'applications réalistes. Notamment au niveau de la récupération d'énergie, un effort a été porté sur la réalisation de microgénérateurs auto-alimentés (à l'exception près des structures disposant de commutateurs flottants).

Nous nous sommes dans un premier temps intéressés au contrôle vibratoire par des techniques semi-passives et semi-actives. Particulièrement, l'étude présentée a porté sur l'élaboration de méthodes énergétiquement efficaces, tout en assurant une adaptabilité qui fait tant défaut aux systèmes purement passifs. De plus, contrairement aux systèmes de contrôle actifs qui mettent en jeu une puissance réactive importante (conduisant à un surdimensionnement des amplificateurs et donc à un encombrement important), les techniques proposées ici offrent une meilleure gestion

de l'énergie, permettant une intégration accrue.

Dans cette optique, une méthode totalement auto-alimentée en énergie pour l'amélioration de l'amortissement dans le cas de vibrations large bande a été mise en place. Basée sur une désactivation de la détection de maxima, une telle approche augmente significativement les performances du contrôle SSDI classique, qui décroissent en cas d'excitation large bande.

Nous avons également vu que les techniques de contrôle non-linéaires peuvent être appliquées au contrôle de raideur, alors qu'une telle approche n'a jusqu'à présent été utilisée que pour l'amortissement à proprement parler. La méthode proposée, basée sur des commutations sur zéros de déplacement, permet de faire varier la raideur d'un système électromécanique sur une plage théoriquement illimitée. Comparée à une approche active classique utilisant un régulateur proportionnel, cette technique offre, dans le cas expérimental exposé, des performances identiques pour une énergie consommée dix fois moindre.

La dernière technique semi-active proposée en terme de contrôle vibratoire diffère des précédentes méthodes de commutation en ce sens qu'elle ne nécessite aucune synchronisation avec le mouvement de la structure, et permet ainsi un contrôle très adaptatif en effectuant une différentiation à moindre coût. De plus, contrairement aux techniques classiques de commutation synchronisée, la méthode proposée permet un contrôle du spectre de la tension générée. Une telle méthode peut par ailleurs fonctionner selon un principe d'échange bidirectionnel de l'énergie, limitant fortement les besoins énergétiques.

Le chapitre 3 a porté sur le domaine de la récupération d'énergie ambiante. Cette thématique étant le point clé pour la conception de micro-dispositifs auto-alimentés, cette partie constitue la plus importante contribution de cette thèse.

La première étude de ce chapitre a consisté à quantifier les véritables transferts énergétiques mis en jeu dans les techniques de récupération standard, SSHI (parallèle et série), ainsi que SECE. Il a ainsi été montré que pour la technique SSHI parallèle le rendement entre énergie récupérée (sur la charge) et énergie extraite (de la structure) décroît avec le facteur d'inversion γ (ce rendement varie de $2/3$ lorsque $\gamma = 0$ à $1/2$ lorsque γ tend vers 1). Cependant, comme l'énergie extraite augmente bien plus que le rendement diminue, l'énergie récupérée totale reste une fonction croissante du facteur d'inversion. Pour les autres techniques de récupération, ce rendement est constant et égal à 1 pour la technique standard, à 50% pour la structure SSHI série, et au rendement γ_C du convertisseur SECE lorsque cette interface est utilisée. Lorsque l'effet électro-mécanique est pris en compte (c'est-à-dire que l'on considère également l'amortissement mécanique induit par la récupération), le rendement des techniques SSHI est une fonction croissante avec le produit du coefficient de couplage au carré par le facteur de qualité mécanique $k^2 Q_M$. De plus, on a montré que le rapport entre énergie mécanique et énergie extraite tend vers une répartition $2/3 - 1/3$ dans les cas standard et SSHI (parallèle ou série), alors que l'on arrive à un rapport de 50%/50% avec la technique SECE.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'application des techniques non-linéaires à la récupération d'énergie thermique par variation de température, à l'aide de l'effet pyroélectrique. Particulièrement, il a été mis en évidence que les densités

énergétiques et l'énergie récupérée par cycle sont du même ordre de grandeur que celles obtenues par récupération d'énergie à partir des vibrations. Ceci s'explique par le fait que, malgré les faibles couplages pyroélectriques, les énergies thermiques mises en jeu sont très importantes. Cependant, des faibles fréquences de variation de température résultent une très faible puissance de sortie des microgénérateurs pyroélectriques (quelques centaines de microwatts). Ces faibles fréquences (inférieures à l'Hertz) conduisent également à des charges optimales très importantes, privilégiant la structure SECE, qui présente une puissance récupérée indépendante de la charge. Cette technique est d'autant plus intéressante dans le cas pyroélectrique que le système ne présente pas de résonance. Par conséquent, les charges optimales des techniques standard et SSHI, qui dépendent de la fréquence, sont sujettes à d'importantes variations.

La partie suivante concerne un problème inhérent à l'intégration des microgénérateurs : l'effet des faibles niveaux de tension sur la récupération d'énergie. Cette problématique est motivée par l'utilisation de plus en plus massive de dispositifs MEMS, mais englobe également la récupération d'énergie à des fréquences mécaniques élevées (de l'ordre du kilohertz), où les niveaux vibratoires sont limités, mais les puissances disponibles relativement importantes. Après une modélisation prenant en compte les tensions de seuil des composants discrets (diodes et commutateurs) ainsi que le déphasage dû à la détection d'extrema (plus délicate pour les commutateurs auto-alimentés lorsque le niveau de tension est faible), deux architectures ont été proposées afin de pallier le problème des faibles niveaux de tension de sortie des éléments électro-actifs. La première de ces deux interfaces consiste à inclure les éléments de commutation dans le redresseur, ce qui permet d'éliminer deux diodes. La seconde architecture, nommée *SSHI-MR* ("Synchronized Switch Harvesting on Inductor with Magnetic Rectifier"), utilise un transformateur qui élève la tension primaire et permet donc de passer plus facilement les seuils de tension (virtuellement divisés par le rapport de transformation d'un point de vue du matériau actif).

Par la suite une technique permettant de diminuer, de manière semi-passive, les pertes de commutation des techniques non-linéaires a été proposée. Cette méthode est basée sur une inversion en deux temps *via* une capacité intermédiaire dont la valeur est indexée sur celle de la capacité bloquée du matériau actif. De la réduction des pertes Joules dans le circuit de commutation découle un accroissement du coefficient d'inversion. L'application de cette technique à la récupération d'énergie par la technique SSHI parallèle montre un accroissement de plus de 40% du gain en terme de puissance. Expérimentalement, cet accroissement est légèrement inférieur (31% - ce qui conduit à un facteur 10 sur la puissance récupérée par rapport à la technique standard) du fait de la résistance des commutateurs supplémentaires.

L'utilisation d'un réservoir d'énergie supplémentaire peut également être implémentée dans la partie d'extraction d'énergie, conduisant à la technique baptisée *DSSH* ("Double Synchronized Switch Harvesting"). Cette méthode permet un découplage total entre l'extraction et le stockage de l'énergie, ce qui conduit, à l'instar du SECE, à une énergie récupérée indépendante de la charge. Cependant, contrairement au SECE, la technique DSSH permet de contrôler efficacement le compromis entre énergie récupérée et augmentation de la tension, ainsi que le compromis entre énergie extraite et effet d'amortissement dans le cas d'une excitation d'amplitude

constante. De la maîtrise de ces compromis résulte une énergie extraite et récupérée plus importante que dans le cas du SECE (typiquement le gain est de 50%).

Enfin, des pistes sur le développement d'autres architectures de microgénérateurs ont été proposées. La première technique décrite consiste en un flux bidirectionnel de l'énergie, de manière synchronisée avec le déplacement. L'énergie électrostatique variant avec le carré de la tension aux bornes de l'insert, le fait d'appliquer une tension initiale (quand le déplacement est nul) à l'élément actif permet de récupérer une énergie bien plus importante (en prenant en compte l'énergie fournie pour charger initialement le matériau actif). Ainsi une telle approche présente un gain bien plus élevé que toutes les autres techniques existantes (un facteur de 18 par rapport à la technique de récupération standard est facilement atteignable). Dans le cas d'une force d'excitation d'amplitude constante, cette technique permet également de dépasser la puissance extraite maximale des autres techniques. La seconde architecture proposée consiste en une association de la structure SSHI parallèle et de l'architecture SSHI-MR, ce qui conduit à quatre cycles d'extraction d'énergie par période de vibration ou de variation de température. L'intérêt de cette technique n'est pas d'augmenter la puissance extraite (la puissance maximale étant comparable à celle du SSHI parallèle), mais elle permet d'élargir significativement la bande passante en termes de résistances de charge.

Le contrôle de santé structurale *in situ* et peu consommateur d'énergie a fait l'objet du chapitre 4. Partant d'une méthode connue basée sur l'interaction d'une onde de Lamb avec la structure à inspecter, nous avons dans un premier temps étudié l'effet de la forme de tension appliquée sur l'émetteur de l'onde acoustique, en termes de robustesse, sensibilité et répétabilité. Des considérations pratiques ont également été étudiées, avec par exemple l'analyse de l'influence de la discrétisation et de la fréquence d'échantillonnage. Il a ainsi été montré qu'un nombre réduit de bits de conversion ainsi qu'une fréquence proche de celle de Shannon (deux fois la fréquence maximale) sont suffisants pour une bonne détection.

La partie suivant cette analyse a consisté à généraliser le principe du contrôle à l'aide d'un formalisme et d'une abstraction mathématiques. Un Indice d'Endommagement a ainsi été défini comme un opérateur de distance dans un espace particulier. Les coûts énergétiques et les performances des transformations nécessaires ont montré que la transformée de Fourier, communément utilisée pour le calcul de l'Indice d'Endommagement, ne peut être facilement implémentée. L'utilisation de la valeur finale de la RMS est toute indiquée dans l'optique de dispositifs auto-alimentés, du fait de ses coûts énergétiques dérisoires, au prix cependant d'une légère baisse de performances et de fiabilité. De même, plusieurs opérateurs de distance ont été définis, chacun ayant sa propre figure de mérite en termes de sensibilité, de robustesse et de coût énergétique. Cependant d'autres opérateurs de transformation et/ou de distance peuvent être envisagés par la suite, comme par exemple la transformée d'Hilbert-Huang, l'utilisation des instants où la signature passe par zéro, ou encore la distance de Mahalanobis. De même, la combinaison de l'Indice d'Endommagement avec d'autres méthodes de contrôle de santé structurale comme des algorithmes utilisant des réseaux de neurones, peut être extrêmement bénéfique.

Le paragraphe suivant s'est appliqué à l'étude théorique des Indices d'Endom-

magement ainsi définis, par modification analytique d'un signal synthétique et d'un signal issu de mesures expérimentales. Il a ainsi été mis en évidence les différentes sensibilités lors de l'apparition ou de l'évolution du défaut simulé. Plusieurs cas de figure ont été considérés : atténuation pure, atténuation avec distorsion, contribution supplémentaire (écho) avec ou sans distorsion et/ou temps d'arrivée variable. Alors que certaines définitions ont une évolution quasi-linéaire, d'autres permettent de mieux détecter l'apparition et les premiers stades d'évolution du défaut, ce qui autorise une meilleure estimation de l'intégrité structurale.

Ces considérations théoriques ont été par la suite confrontées à des mesures expérimentales sur une plaque composite, dont le défaut introduit consiste en un trou débouchant de diamètre variable. Là encore, plusieurs cas ont été considérés selon que le défaut se situe ou non dans le trajet direct de l'onde ou sur un axe privilégié. La confrontation entre prédictions par simulations et relevés expérimentaux montre une bonne corrélation en terme d'évolution de l'Indice d'Endommagement.

Finalement, ces trois thématiques (contrôle de vibration, récupération d'énergie et contrôle de santé structurale) ont été regroupées dans le chapitre 5, avec une attention toute particulière sur les deux derniers domaines. Il a été ainsi proposé de développer un réseau de capteurs et d'actionneurs auto-alimentés dont le but final est de suivre l'évolution de l'état de santé d'une structure hôte.

Ce réseau est composé de trois entités distinctes. Le premier de ces modules (*AWT* ou "Émetteur Sans fil Autonome") sert à récolter l'énergie mécanique sous forme électrique afin d'émettre son identifiant par voie radiofréquence (pour la localisation), ainsi que l'onde acoustique pour le contrôle de santé structurale. Ces fonctions ainsi que la gestion de l'énergie sont régies par un microcontrôleur ultra-basse consommation. Le coût énergétique total de ces opérations est de 1.2 mJ par cycle d'inspection. Bien que le fait de disposer d'un émetteur d'onde de Lamb totalement auto-alimenté et ne nécessitant aucune connexion est un avantage incontestable, la nature dispersive de l'onde de Lamb limite la portée d'un tel système. La possibilité de capter l'onde envoyée de manière totalement auto-alimentée^{6.1} serait un atout considérable pour améliorer la zone de déploiement du système. Ceci est assuré par le second élément (*AWR* ou "Récepteur Sans fil Autonome"), dont le rôle consiste à recevoir l'onde de Lamb, ainsi qu'à effectuer un pré-traitement simple du signal (RMS fenêtrée), pour ensuite envoyer le résultat et son identifiant par voie RF. Le tout est également alimenté à partir d'un module de récupération d'énergie (en l'occurrence un microgénérateur SSHI série), et les fonctions et la gestion d'énergie sont également orchestrées par un microcontrôleur, pour un besoin énergétique de 1.68 mJ par cycle. Le dernier module ("Station de Base"), qui est alimenté de manière externe, a pour but de récolter et de centraliser les informations envoyées par les émetteurs et récepteurs auto-alimentés. L'alimentation à partir d'une source externe permet alors d'effectuer des opérations et algorithmes évolués (réseaux de neurones par exemple), afin d'évaluer l'état de santé global de la structure.

Dans l'optique d'un réseau de capteurs/actionneurs auto-alimentés, la limitation en terme d'énergie disponible nécessite la mise en place de stratégies efficaces, mais très peu consommatrices d'énergie. Le principal point à considérer alors est l'énergie

6.1. ainsi que de faire subir un pré-traitement au signal reçu

nécessaire pour effectuer une fonction particulière. Ainsi d'un point de vue de la communication, l'élément à optimiser reste l'écoute RF, qui, du fait d'un temps d'activité assez important, conduit à une énergie nécessaire relativement élevée. La solution alors adoptée consiste à désactiver l'écoute RF juste après la réception d'une onde de Lamb, et ce pour un temps légèrement inférieur au temps de répétition de l'émetteur. D'un point de vue du contrôle de santé structurale, le critère adopté est la valeur de la RMS à un instant particulier, ce qui limite le nombre d'opérations d'échantillonnage ainsi que le nombre d'informations à envoyer.

Cependant un tel critère pour le suivi de la structure, associé à une forme impulsionnelle de la tension appliquée à l'insert émetteur de l'onde de Lamb, conduit à une répétabilité limitée. Aussi, pour accroître la fidélité du contrôle sans pour autant augmenter l'énergie nécessaire de manière inconsidérée, un cycle d'inspection peut comporter une salve d'ondes de Lamb plutôt qu'une seule. Une telle stratégie augmente l'énergie nécessaire pour l'envoi, la réception et le traitement de l'onde, mais ne change pas les besoins énergétiques pour la communication (émission/réception radiofréquence), qui reste la fonction la plus consommatrice, tout en permettant une meilleure répétabilité.

La finalité même d'un tel réseau trouve son application dans l'aéronautique. Par exemple, le projet européen *ADVICE* ("Autonomous Damage detection and Vibration Control systEms") témoigne de la volonté d'aboutir à une instrumentation auto-alimentée. Les développements menés dans le cadre de ce programme sont très similaires à ceux exposés auparavant, mais avec une fiabilité (de contrôle de santé structurale et de communication) accrue.

Les travaux présentés ici ne sont bien sûr qu'une ébauche de ce que sera probablement le futur de la récupération d'énergie et du monde des capteurs auto-alimentés.

L'enjeu majeur sur ce thème demeure le bilan énergétique entre énergie récupérée et énergie consommée par les circuits électroniques. À l'heure actuelle, les possibilités offertes par les microgénérateurs auto-alimentés ne permettent encore que la réalisation de tâches simples, mais avec les progrès exponentiels de la microélectronique (loi de Moore) en terme de consommation énergétique par exemple, les dispositifs auto-alimentés pourront inclure des fonctions de plus en plus élaborées. La chute drastique des besoins énergétiques des composants pourrait cependant entraîner un certain désintérêt en terme d'optimisation de la récupération d'énergie.

Néanmoins la convergence des énergies nécessaires et récupérées, bien qu'imminente, reste encore à atteindre. Par conséquent, il est encore nécessaire de proposer des interfaces permettant d'optimiser l'extraction d'énergie. Il est également possible d'associer plusieurs de ces interfaces ; un microgénérateur pouvant par exemple être composé d'une interface DSSH avec un dispositif d'injection d'énergie.

Un des principaux axes de recherche en terme de microgénérateurs auto-alimentés consiste également à diversifier les sources d'énergies. Alors que les travaux présentés dans ce manuscrit se concentrent sur la récupération d'énergie vibratoire et thermique, il est également possible d'étendre la récupération à d'autres sources,

comme l'énergie magnétique, ainsi que de concevoir des microgénérateurs hybrides, qui récoltent de l'énergie de différentes sources, améliorant par ailleurs leur fiabilité. Ceci est d'autant plus intéressant que les principes physiques des traitements non-linéaires exposés ici sont indépendants du type d'actuateur utilisé pour la conversion d'énergie.

Alors qu'actuellement aucune source d'énergie ne se dégage clairement du lot, on peut néanmoins s'attendre à des applications spécifiques de chaque type de récupération (solaire, magnétique, RF...). On peut noter que la piézoélectricité est, dans le contexte actuel, particulièrement bien adaptée aux micro-dispositifs grâce aux hautes densités de puissance offertes par de tels matériaux, ainsi qu'à leur intégrabilité élevée.

Finalement, quelles que soient les tendances futures en terme de récupération d'énergie, on se prépare actuellement à une rupture technologique imminente qui reste encore limitée par la nécessité du transfert technologique entre laboratoires et industries. Les conjonctures économique-scientifiques remarquables vont ainsi permettre aux mythes de tomber dans le monde des dispositifs auto-alimentés.

Liste des Publications

Revue internationale avec comité de lecture

1. A. Badel, G. Sebald, D. Guyomar, **M. Lallart**, E. Lefeuvre, C. Richard and J. Qiu, *Piezoelectric vibration control by synchronized switching on adaptive voltage sources : Towards wideband semi-active damping*, Journal of the Acoustical Society of America, 119(5) :2815-2825, 2006. doi : 10.1121/1.2184149 ^{α.1}
2. D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, C. Richard and **M. Lallart**, *Synchronized Switch Harvesting applied to Self-Powered Smart Systems : Piezoactive Microgenerators for Autonomous Wireless Transmitters*, Sensors and Actuators A : Physical, 138(1) :151-160, 2007. doi : 10.1016/j.sna.2007.04.009
3. E. Lefeuvre, G. Sebald, D. Guyomar, **M. Lallart** and C. Richard, *Materials, structures and power interfaces for efficient piezoelectric energy harvesting*, Journal of Electroceramics, *in press*, 2007. doi : 10.1007/s10832-007-9361-6
4. **M. Lallart**, E. Lefeuvre, C. Richard and D. Guyomar, *Self-Powered Circuit for Broadband, Multimodal Piezoelectric Vibration Control*, Sensors and Actuators A : Physical, 143(2) :277-382, 2008. doi : 10.1016/j.sna.2007.11.017
5. **M. Lallart**, C. Magnet, C. Richard, E. Lefeuvre, L. Petit, D. Guyomar and F. Bouillault, *New Synchronized Switch Damping Methods Using Dual Transformations*, Sensors and Actuators A : Physical, 143(2) :302-314, 2008. doi : 10.1016/j.sna.2007.12.001 ^{α.2}
6. **M. Lallart** and D. Guyomar, *Optimized Self-Powered Switching Circuit for Non-Linear Energy Harvesting with Low Voltage Output*, Smart Materials and Structures, 17 :035030, 2008. doi : 10.1088/0964-1726/17/3/035030
7. **M. Lallart**, D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, P. Guy, C. Richard, *Synchronized Switch Harvesting applied to Selfpowered Smart Systems : Piezoactive Microgenerators for Autonomous Wireless Receiver*, Sensors and Actuators A : Physical, 147(1) :263-272, 2008. doi : 10.1016/j.sna.2008.04.006
8. T. Monnier, P. Guy, **M. Lallart**, L. Petit, D. Guyomar and C. Richard, *Optimization of signal pre-processing for the integration of cost-effective local intelligence in wireless self-powered Structural Health Monitoring*, Advances in Science and Technology, 56 :459-468, 2008.
9. **M. Lallart**, A. Badel and D. Guyomar, *Non-Linear Semi-Active Damping*

^{α.1}. Publié avant la thèse

^{α.2}. Basé sur des travaux d'avant la thèse

- Using Constant Or Adaptive Voltage Sources : A Stability Analysis*, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 19(10) :1131-1142, 2008. doi : 10.1177/1045389X07083612 ^{α.3}
10. **M. Lallart**, L. Garbuio, L. Petit, C. Richard and D. Guyomar, *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, 2008.
 11. D. Guyomar, **M. Lallart** and T. Monnier, *Stiffness Tuning Using a Low-Cost Semi-Active NonLinear Technique*, IEEE/ ASME Transactions on Mechatronics, 13(5) :604-607, 2008.
 12. D. Guyomar, G. Sébald, S. Pruvost, **M. Lallart**, A. Khodayari and C. Richard, *Energy Harvesting From Ambient Vibrations and Heat*, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, *in press, disponible en ligne*. doi : 10.1177/1045389X08096888
 13. D. Guyomar, **M. Lallart**, T. Monnier, X.-J. Wang and L. Petit, *Passive Impact Location Estimation Using Piezoelectric Sensors*, Journal of Structural Health Monitoring, (*accepté en Juillet 2008*)
 - L. Garbuio, **M. Lallart**, D. Guyomar and C. Richard, *Mechanical Energy Harvester with Ultra-Low Threshold Rectification Based on SSHI Non-Linear Technique*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, (*soumis en Avril 2008, révisé en Septembre 2008*)
 - **M. Lallart**, D. Guyomar and T. Monnier, *Energy Efficient Method For Embedded In-Situ Structural Health Monitoring*, Structural Health Monitoring, (*soumis en Septembre 2008*)
 - **M. Lallart**, L. Garbuio, C. Richard and D. Guyomar, *Low-Cost Capacitor Voltage Inverter for Outstanding Performances in Energy Harvesting*, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, (*soumis en Octobre 2008*)

Revue nationale avec comité de lecture

- L. Petit, D. Guyomar, **M. Lallart** et T. Monnier, *Matériaux piézoélectriques : Techniques non-linéaires semi-passives pour le contrôle vibratoire et la récupération d'énergie*, Matériaux et Techniques, (*soumis en Mai 2008*)

Sections d'ouvrages

1. L. Petit, D. Guyomar, **M. Lallart** et T. Monnier, *Les micro-dispositifs électroniques énergétiquement autonomes : du concept à la réalité*, Les Controverses Technologiques de l'INSA de Lyon, Lyon, 2007 *en préparation*.
2. D. Guyomar, C. Richard, A. Badel, E. Lefeuvre and **M. Lallart**, *Nonlinear approach to optimize the power flow of vibration-based piezoelectric energy harvesting devices*, in S. Priya and D. Inman editors, *Advances in Energy Harvesting Technologies*, Springer, 2008 *en préparation*.

^{α.3}. Basé sur des travaux d'avant la thèse

Conférences internationales avec actes

1. **M. Lallart**, A. Badel, D. Guyomar and L. Lebrun, *Non-linear Semi-Passive Damping Using Constant or Adaptive Voltage Sources : A Stability Analysis*, Proc. of the 16th International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST), Paris, France, 2005 ^{α.4}.
2. E. Lefeuvre, G. Sebald, D. Guyomar, **M. Lallart** and C. Richard, *Materials, structures and power interfaces for efficient piezoelectric energy harvesting*, International Conference on Electroceramics (ICE) 2007, Arusha, Tanzania, 2007.
3. D. Guyomar, **M. Lallart**, *Piezo-Transducer Modelling With A Switched Output Voltage : Application To Energy Harvesting And Self-Powered Vibration Control*, Proc. of the 19th International Congress on Acoustics (ICA), Madrid, Spain, 2007.
4. **M. Lallart**, T. Monnier, P. Guy, D. Guyomar, Y. Jayet, E. Lefeuvre, L. Petit and C. Richard, *Self-Powered Structural Health Monitoring : Autonomous Wireless Sensors and Actuators featuring Piezoactive Microgenerators*, Proc. of the 6th International Workshop on Structural Health Monitoring (IWSHM), Stanford University, Stanford (CA), USA, 2007.
5. E. Lefeuvre, D. Guyomar, **M. Lallart**, L. Petit and C. Richard, *Piezoelectric Energy Harvesting Strategies for Structural Health Monitoring Wireless Networks*, Proc. of the 6th International Workshop on Structural Health Monitoring (IWSHM), Stanford University, Stanford (CA), USA, 2007.
6. D. Guyomar, **M. Lallart**, X.-J. Wang, T. Monnier and L. Petit, *Energy Extraction-Based Force Location Estimation*, Proc. of the 6th International Workshop on Structural Health Monitoring (IWSHM), Stanford University, Stanford (CA), USA, 2007.
7. **M. Lallart**, D. Guyomar, L. Petit, C. Richard, E. Lefeuvre and B. Guiffard, *Effect Of Low Mechanical Quality Factor On Non-Linear Damping And Energy Harvesting Techniques*, Proc. of the 18th International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST), Ottawa, Ontario, Canada, 2007.
8. D. Dumas, F. Lani, T. Monnier and **M. Lallart**, *A mixed implicit-explicit method for Lamb Wave inspection applications*, Abaqus Benelux User's Conference, Hoeven, The Netherlands, 2007.
9. D. Guyomar, G. Sébald, S. Pruvost and **M. Lallart**, *Ambient energy harvesting using ferroelectric materials*, SPIE SSMat. Conf., San Diego (CA), USA, 2008.
10. D. Dumas, F. Lani, T. Monnier and **M. Lallart**, *Coupling Implicit and Explicit Time Integration Methods for Non-Destructive Evaluation applications*, 4th International Conference on Advanced Computational Methods in ENgineering (ACOMEN), Liège, Belgium, 2008.
11. T. Monnier, P. Guy, **M. Lallart**, L. Petit, D. Guyomar and C. Richard, *Optimization of signal pre-processing for the integration of cost-effective local intelligence in wireless self-powered Structural Health Monitoring*, 3rd International Conference "Smart Materials, Structures and Systems" (CIMTEC), Acireale,

^{α.4}. Présenté avant la thèse

Sicily, Italy, 2008.

12. D. Guyomar, X.-J. Wang, L. Petit and **M. Lallart**, *Transient bending response between an impact force and a piezo-element bonded on an infinite plate*, International Joint Conference of SMSAE/SMEBA 2008, Nanjing, China, 2008.
13. D. Guyomar, L. Garbuio and **M. Lallart**, *Low Voltage Energy Harvesting for MEMS Applications*, PowerMEMS 2008, Sendai, Japan, 2008.

Conférences européennes avec actes

1. D. Dumas, F. Lani, T. Monnier and **M. Lallart**, *Simulation of Lamb Wave Propagation to Predict Damage Detection in Thin Walled Composite Structures*, 4th European Workshop on Structural Health Monitoring (EWSHM), Cracow, Poland, 2008.

Conférences locales sans actes

1. **M. Lallart**, *Interfaces électriques d'optimisation de la conversion d'énergie*, Pôle STIC-INSA, Journée thématique "STIC-Énergie", Lyon, 2008.

Références Bibliographiques

- [AC98] R. Amirtharajah and A.P Chandrakasan. Self-powered signal processing using vibration based power generation. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(5) :687–695, 1998.
- [All91] D. N. Alleyne. *The non-destructive testing of plates using ultrasonic Lamb waves*. PhD thesis, Imperial College London, 1991.
- [ANS87] ANSI/IEEE. IEEE standard on piezoelectricity (std 176-1987), 1987.
- [Bad05] A. Badel. *Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire*. PhD thesis, Université de Savoie / INSA de Lyon, 2005.
- [Baz98] A. Baz. Robust control of active constrained layer damping. *Journal of Sound and Vibration*, 211(3) :467–480, 1998.
- [BBL⁺06] A. Badel, A. Benayad, E. Lefeuvre, L. Lebrun, C. Richard, and D. Guyomar. Single crystals and nonlinear process for outstanding vibration powered electrical generators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 53(4) :673–684, 2006.
- [BC86] Y. Bar-Cohen. NDE of fiber reinforced composite materials - a review. *Materials Evaluation*, 44(4) :446–454., 1986. Errata - Vol. 44, No. 8 (1986), p. 1011.
- [BFG06] D. Balageas, C.P. Fritzen, and A. Guemes. *Structural Health Monitoring*. ISBN : 1905209010. Hermes Science and Lavoisier Publishing, Jan 2006.
- [BFM05] S. Behrens, A. J. Fleming, and S. O. R. Moheimani. Passive vibration control via electromagnetic shunt damping. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 10(1) :118–122, 2005.
- [Bha71] W. V. Bhat. Flight test measurement of exterior turbulent boundary layer pressure fluctuations on boeing model 737 airplane. *Journal of Sound and Vibration*, 14(4) :439–457, 1971.
- [BLG⁺07] A. Badel, M. Lagache, D. Guyomar, E. Lefeuvre, and C. Richard. Finite element and simple lumped modeling for flexural nonlinear semi-passive damping. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 18(7) :727–742, 2007.

- [BLRG03] A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar. Energy harvesting using piezoelectric elements associated with a synchronized switch technique. In *US-Navy Workshop'03*, PennState University, USA, 2003. PennState University, USA.
- [BLRG05] A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar. Efficiency enhancement of a piezoelectric energy harvesting device in pulsed operation by synchronous charge inversion. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16(10) :889–901, 2005.
- [Bol01] C. Boller. Ways and options for aircraft structural health management. *Smart Materials and Structures*, 10 :432–440, 2001.
- [BR95] A. Baz and J. Ro. Performance characteristics of active constrained layer damping. *Shock and Vibration*, 2(1), 1995.
- [BSG⁺06] A. Badel, G. Sebald, D. Guyomar, M. Lallart, E. Lefeuvre, C. Richard, and J. Qiu. Piezoelectric vibration control by synchronized switching on adaptive voltage sources : Towards wideband semi-active damping. *Journal of the Acoustical Society of America*, 119(5) :2815–2825, 2006. doi : 10.1121/1.2184149.
- [CC01] L. R. Corr and W. W. Clark. Energy dissipation analysis of piezoceramic semi-active vibration control. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 12 :729–736, 2001.
- [CC03] L.R. Corr and W.W. Clark. A novel semi-active multi-modal vibration control law for a piezoceramic actuator. *Journal of Vibration and Acoustics*, 125 :214–222, 2003.
- [CDRSL00] K.A. Cunefare, S. DE ROSA, N. SADEGH, and G. LARSON. State-switched absorber for semi-active structural control. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 11 :300–310, 2000.
- [Cla00] W.W. Clark. Vibration control with state-switching piezoelectric materials. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 11 :263–71, 2000.
- [CS97] C.-Q. Chen and Y.-P. Shen. Optimal control of active structures with piezoelectric modal sensors and actuators. *Smart Materials and Structures*, 6 :403–409, 1997.
- [Dal00] R. Dalton. *Propagation of Lamb waves in metallic aircraft fuselage structure*. PhD thesis, Imperial College London, 2000.
- [DL00] C. L. Davis and G. A. Lesieutre. An actively tuned solid-state vibration absorber using capacitive shunting of piezoelectric stiffness. *Journal of Sound and Vibration*, 232(3) :601–617, 2000.

- [DLN⁺08] J. M. Donelan, Q. Li, V. Naing, J. A. Hoffer, D. J. Weber, and A. D. Kuo. Biomechanical energy harvesting : Generating electricity during walking with minimal user effort. *Science*, 319 :807–810, 2008.
- [dMP04] F. dell’Isola, C. Maurini, and M. Porfiri. Passive damping of beam vibrations through distributed electric networks and piezoelectric transducers : prototype design and experimental validation. *Smart Materials and Structures*, 13 :299–308, 2004.
- [DYU⁺03] T. Douseki, Y. Yoshida, F. Utsunomiya, N. Itoh, and N. Hama. A batteryless wireless system uses ambient heat with a reversible-power-source compatible CMOS/SOI DC-DC converter. In *Solid-State Circuits Conference, 2003*. IEEE International, 2003.
- [DYW03] A. D. Danak, H.-S. Yoon, and G. N. Washington. Optimization of electrical output in response to mechanical input in piezoceramic laminated shells. In *ASME International Mechanical Engineering Congress*, Washington, DC, USA, 2003.
- [EBF91] D.L. Edberg, A.S. Bicos, and J.S. Fechter. On piezoelectric energy conversion for electronic passive damping enhancement. In *IEEE 1991 Ultrasonics Symposium of Damping, San Diego,, San Diego,, CA,, 1991*.
- [EEC03] N. Elvin, A. Elvin, and D. H. Choi. A self-powered damage detection sensor. *Journal of Strain Analysis*, 38 :115–124, 2003.
- [EES01] N. G. Elvin, A. A. Elvin, and M. Spector. A self-powered mechanical strain energy sensor. *Smart Materials and structures*, 10 :293–399, 2001.
- [EHGJW⁺01] M. El-Hami, P. Glynn-Jones, N. M. White, M. Hill, S. Beeby, E. James, A. D. Brown, and J. N. Ross. Design and fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 92 :335–342, 2001.
- [FGPB06] A. Faiz, D. Guyomar, L. Petit, and C. Buttay. Wave transmission reduction by a piezoelectric semi-passive technique. *Sensors and Actuators A : Physical*, 128 :230–237, 2006.
- [Fin99] K. Finkenzerler. *RFID-Handbook, Radio-Frequency Identification : Fundamentals and Applications*. Number 0-471-98851-0. Wiley & Sons LTD, Munich, Germany, 1999.
- [FJ05] M. Frigo and S.G. Johnson. The design and implementation of FFTw3. *Proceedings of the IEEE*, 93(2) :216–231, 2005.
- [FM03] A. J. Fleming and S. O. R. Moheimani. Adaptive piezoelectric shunt damping. *Smart Materials and Structures*, 12 :36–48, 2003.

- [For79] R.L. Forward. Electronic damping of vibrations in optical structures. *Applied Optics*, 18(5) :690–697, March 1979.
- [GB06] D. Guyomar and A. Badel. Nonlinear semi-passive multimodal vibration damping : An efficient probabilistic approach. *Journal of Sound and Vibrations*, 294 :249–268, 2006.
- [GBLR05] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, and C. Richard. Towards energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 52(4) :584–595, 2005.
- [GC02] F. Gandhi and G. Chapuis. Passive damping augmentation of a vibrating beam using pseudoelastic shape memory alloy wires. *Journal of Sound and Vibration*, 250(3) :519–539, 2002.
- [Giu00] V. Giurgiutiu. Review of smart materials actuation solutions for aeroelastic and vibration control. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 11 :525–545, 2000.
- [Giu03] V. Giurgiutiu. Embedded ultrasonic NDE with piezoelectric wafer sensors. *RS-I2M Ultrasonic Methods*, 12(3) :149–180, 2003.
- [Giu05] V. Giurgiutiu. Tuned Lamb wave excitation and detection with piezoelectric wafer active sensors for structural health monitoring. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 16 :291–305, 2005.
- [GJBW01] P. Glynne-Jones, S. P. Beeby, and N. M. White. Towards a piezoelectric vibration powered microgenerator. *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings*, 148 :68–72, 2001.
- [GJP⁺07] D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, C. Richard, and M. Lallart. Synchronized switch harvesting applied to self-powered smart systems : Piezoactive microgenerators for autonomous wireless transmitters. *Sensors and Actuators A : Physical*, 138(1) :151–160, 2007. doi :10.1016/j.sna.2007.04.009.
- [GLM08] D. Guyomar, M. Lallart, and T. Monnier. Stiffness tuning using a low-cost semi-active nonlinear technique. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, in press, 2008.
- [GM07] L. Gaudiller and F. Matichard. A nonlinear method for improving the active control efficiency of smart structures subjected to rigid body motions. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 12(5) :542–548, 2007.
- [GPD⁺02] S. Grondel, C. Paget, C. Delebarre, J. Assaad, and K. Levin. Design of optimal configuration for generating A_0 Lamb mode in a composite plate using piezoceramic transducers. *Journal of the Acoustical Society of America*, 112 :84–90, 2002.

- [GPS08] D. Guyomar, S. Pruvost, and G. Sébald. Energy harvesting based on FE-FE transition in ferroelectric single crystals. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 55(2) :279 – 285, 2008.
- [Gri07] B. L. Grisso. *Advancing Autonomous Structural Health Monitoring*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- [GRM02] J. L. Gonzalez, A. Rubio, and F. Moll. A prospect on the use of piezoelectric effect to supply power to wearable electronic devices. *International Journal of the Society of Materials Engineering for Resources*, 10 :34–40, 2002.
- [GRM07] D. Guyomar, C. Richard, and S. Mohammadi. Semi-passive random vibration control based on statistics. *Journal of Sound and Vibrations*, 307 :818–833, 2007.
- [GRR07] D. Guyomar, T. Richard, and C. Richard. Sound wave transmission reduction through a plate using piezoelectric synchronized switch damping technique. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, in press, 2007.
- [GSP⁺08] D. Guyomar, G. Sebald, S. Pruvost, M. Lallart, A. Khodayari, and C. Richard. Energy harvesting from ambient vibrations and heat. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, in press, 2008.
- [Guy92] P. Guy. *Contribution à l'étude de la propagation des ondes de Lamb dans les plaques et les milieux plans stratifiés*. PhD thesis, Université Paris 7 Denis Diderot, 1992.
- [Ham03] Y. Hamakawa. 30 years trajectory of a solar photovoltaic research. In *3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion*, 2003.
- [HIA96] S.C. Huang, D.J. Inman, and E.M. Austin. Some design considerations for active and passive constrained layer damping treatments. *Smart Materials and Structures*, 5(3) :301–313, 1996.
- [HKL⁺02] S. Horowitz, A. Kasyap, F. Liu, D. Johnson, T. Nishida, K. Ngo, M. Sheplak, and L. Cattafesta. Technology development for self-powered sensors. In *AIAA 1st Flow Control Conference*, St. Louis, MO, USA, 2002.
- [Hol94] J.J. Hollkamp. Multimodal passive vibration supression with piezoelectric materials and resonant shunts. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5 :49–56, 1994.
- [HS94] J.J. Hollkamp and T.F. Starchville. A self-tuning piezoelectric vibration absorber. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5 :559–566, July 1994.

- [HVF91] N.W. Hagood and A. Von Flotow. Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. *Journal of Sound and Vibration*, 146(1) :243–268, April 1991.
- [HVJL⁺04] J. Han, A. Von-Jouanne, T. Le, K. Mayaram, and T. S. Fiez. Novel power conditioning circuits for piezoelectric micro power generators. In *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, 2004.
- [IAC01] D.J. Inman, M. Ahmadian, and R.O. Claus. Simultaneous active damping and health monitoring of aircraft panels. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 12 :775–783, 2001.
- [Joh95] C. D. Johnson. Design of passive damping systems. *Journal of Vibration and Acoustics*, 117(B) :171–176, 1995.
- [JTB⁺04] E. P. James, M. J. Tudor, S. P. Beeby, N. R. Harris, P. Glynne-Jones, J. N. Ross, and N. M. White. An investigation of self-powered systems for condition monitoring applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 110 :171–176, 2004.
- [KE03] C. Keawboonchuay and T. G. Engel. Electrical power generation characteristics of piezoelectric generator under quasi-static and dynamic stress conditions. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 50 :1377–1382, 2003.
- [Kim02] S. Kim. *Low Power Energy Harvesting With Piezoelectric Generators*. Mechanical Engineering, University of Pittsburgh, 2002.
- [KKKK02] J.-Y. Kang, H.-J. Kim, J.-S. Kim, and T.-S. Kim. Optimal design of piezoelectric cantilever for a micro power generator with microbubble. In *Microtechnologies in Medicine & Biology 2nd Annual International IEEE-EMB Special Topic Conference*, 2002.
- [KKM⁺07] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances. *Science*, 317 :83–86, 2007.
- [KKP99] J. M. Kahn, R. H. Katz, and K. S. J. Pister. Next century challenges : Mobile networking for smart dust. In *Mobicom*, pages 483–492, 1999.
- [KLJ⁺02] A. Kasyap, J.-S. Lim, D. Johnson, S. Horowitz, T. Nishida, K. Ngo, M. Sheplak, and L. Cattafesta. Energy reclamation from a vibrating piezoceramic composite beam. In *9th International Congress on Sound and Vibration*, Orlando, FL, USA, 2002.
- [Kri05] J. Krikke. Sunrise for energy harvesting products. *IEEE Pervasive Computing*, 4 :4–5, 2005.

- [Lam17] H. Lamb. On waves in an elastic plate. *Royal Society of London. Series A, Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, 93(648) :114–128, 1917.
- [LARG07] E. Lefeuvre, D. Audigier, C. Richard, and D. Guyomar. Buck-boost converter for sensorless power optimization of piezoelectric energy harvester. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(5) :2018–2025, 2007.
- [LB04] A. Lal and J. Blanchard. Daintiest dynamos [nuclear microbatteries]. *IEEE Spectrum*, 41 :36–41, 2004.
- [LBG07] M. Lallart, A. Badel, and D. Guyomar. Non-linear semi-active damping using constant or adaptive voltage sources : A stability analysis. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, in press - available online - doi : 10.1177/1045389X07083612, 2007.
- [LBGL05] M. Lallart, A. Badel, D. Guyomar, and L. Lebrun. Non-linear semi-passive damping using constant or adaptive voltage sources : A stability analysis. In *16th International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST)*, Paris, France, 2005.
- [LBP⁺06] E. Lefeuvre, A. Badel, L. Petit, C. Richard, and D. Guyomar. Semi-passive piezoelectric structural damping by synchronized switching on voltage sources. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 17 :653–660, 2006.
- [LBRG05] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, and D. Guyomar. Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16(10) :865–876, 2005.
- [LBRG06a] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, and D. Guyomar. A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems. *Sensors and Actuators A : Physical*, 126 :405–416, 2006.
- [LBRG06b] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, and D. Guyomar. Energy harvesting using piezoelectric materials : case of random vibrations. In *POLECEER International Conference*, Lillehammer, Norway, March 6-8 2006.
- [LBRG07] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, and D. Guyomar. Energy harvesting using piezoelectric materials : Case of random vibrations. *Journal of Electroceramics*, 19(4) :349–355, 2007.
- [LG08] M. Lallart and D. Guyomar. An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output. *Smart Materials and Structures*, 17 :paper 035030, 2008.

- [LGJ⁺08] M. Lallart, D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, P. Guy, and C. Richard. Synchronized switch harvesting applied to self-powered smart systems : Piezoactive microgenerators for autonomous wireless receivers. *Sensors and Actuators A : Physical*, in press, 2008.
- [LGP⁺07] M. Lallart, D. Guyomar, L. Petit, C. Richard, E. Lefeuvre, and B. Guiffard. Effect of low mechanical quality factor on non-linear damping and energy harvesting techniques. In *18th International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST)*, Ottawa, Ontario, Canada, 2007.
- [LGP⁺08] M. Lallart, L. Garbuio, L. Petit, C. Richard, and D. Guyomar. Double synchronized switch harvesting (DSSH) : A new energy harvesting scheme for efficient energy extraction. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, in press, 2008.
- [LHC⁺00] W. J. Li, T. C. H. Ho, G. M. H. Chan, P. H. W. Leong, and H. Y. Wong. Infrared signal transmission by a laser-micromachined, vibration-induced power generator. In *4^{3rd} IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 2000.
- [LIS97] M.J. Lam, D. J. Inman, and W.R. Saunders. Vibration control through passive constrained layer damping and active control. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 8(8) :663–677, 1997.
- [LJA⁺08] J. Lu, H. Jia, A. Arias, X. Gong, and Z. J. Shen. On-chip bondwire transformers for power soc applications. In *23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2008 (APEC 2008)*, pp. 199–204, 2008.
- [LLRG08] M. Lallart, E. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar. Self-powered circuit for broadband, multimodal piezoelectric vibration control. *Sensors and Actuators A : Physical*, 143(2) :277–382, 2008. doi : 10.1016/j.sna.2007.11.017.
- [LMR⁺08] M. Lallart, C. Magnet, C. Richard, E. Lefeuvre, L. Petit, D. Guyomar, and F. Bouillault. New synchronized switch damping methods using dual transformations. *Sensors and Actuators A : Physical*, 143(2) :302–314, 2008. doi : 10.1016/j.sna.2007.12.001.
- [LOH04] G. A. Lesieutre, G. K. Ottman, and H. F. Hofmann. Damping as a result of piezoelectric energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration*, 269 :991–1001, 2004.
- [LPSK96] H.H. Law, P.L.R., G. P. Simon, and L.L. Koss. Characterization of mechanical vibration damping by piezoelectric materials. *Journal of Sound and Vibration*, 197(4) :489–513, 1996.

- [LSG⁺07] E. Lefeuvre, G. Sebald, D. Guyomar, M. Lallart, and C. Richard. Materials, structures and power interfaces for efficient piezoelectric energy harvesting. *Journal of Electroceramics*, in press. doi : 10.1007/s10832-007-9361-6, 2007. doi : 10.1007/s10832-007-9361-6.
- [LW96] W. H. Liao and K.W. Wang. A new active constrained layer configuration with enhanced boundary actions. *Smart Materials and Structures*, 5(5) :638–648, 1996.
- [LYLL03] J. M. H. Lee, S. C. L. Yuen, W. J. Li, and P. H. W. Leong. Development of an AA size energy transducer with micro resonators. In *2003 International Symposium on Circuits and Systems ISCAS '03*, 2003.
- [LYS04] Y. Lu, L. Ye, and Z. Su. Lamb wave-based crack identification for aluminum plate using active sensor network. In *Structural Health Monitoring*, 2004.
- [Mag06] C. Magnet. *Traitement non-linéaire de la tension de sortie d'éléments piézoélectriques. Application aux transformateurs piézoélectriques et au contrôle de vibration de cartes électroniques*. PhD thesis, INSA Lyon, 2006.
- [MG05] F. Matichard and L. Gaudiller. Improvement of potential energetic exchange using non linear control. In *IEEE-ASME 2005, AIM - Advanced Intelligent Mechatronics, July 24-28, Monterey, California, USA*, pp. 807-812, 2005.
- [MGL⁺08] T. Monnier, P. Guy, M. Lallart, L. Petit, D. Guyomar, and C. Richard. Optimization of signal pre-processing for the integration of cost-effective local intelligence in wireless self-powered structural health monitoring. In *3rd International Conference "Smart Materials, Structures and Systems" (CIMTEC), Acireale, Sicily, Italy*, 2008.
- [MGYH04] P. D. Mitcheson, T. C. Green, E. M. Yeatman, and A. S. Holmes. Architectures for vibration-driven micropower generators. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 13 :429–440, 2004.
- [MLG07] C. Magnet, E. Lefeuvre, and D. Guyomar. Towards smart vibration control for printed circuit boards. *Journal of Vibration and Control*, 13 :1761–1783, 2007.
- [MMA⁺01] S. Meninger, J. O. Mur-Miranda, R. Amirtharajah, A. Chandrakasan, and J. Lang. Vibration-to-electric energy conversion. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems*, 9 :64–76, 2001.
- [MMR06] D. Montalvao, N.M.M. Maia, and A.M.R. Ribeiro. A review of vibration-based structural health monitoring with special emphasis on composite materials. *Shock and Vibration Digest*, 38(4) :1–30, July 2006.

- [Moh03] S. O. R. Moheimani. A survey of recent innovations in vibration damping and control using shunted piezoelectric transducers. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 11(4) :482–494, 2003.
- [MOM06] K. Makihara, J. Onoda, and T. Miyakawa. Low energy dissipation electric circuit for energy harvesting. *Smart Materials and Structures*, 15 :1493–1498, 2006.
- [Mon01] T. Monnier. *Ondes de Lamb dans les milieux stratifiés - Application à la surveillance in situ et en temps réel de l'endommagement de structures composites*. PhD thesis, INSA Lyon, 2001.
- [Mon06] T. Monnier. Lamb waves-based impact damage monitoring of a stiffened aircraft panel using piezoelectric transducers. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 17 :411–421, 2006.
- [Mou99] E. Moulin. *Contribution à l'étude de la génération d'ondes de Lamb par transducteurs piézoélectriques intégrés. Application à la modélisation de matériaux sensibles*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 1999.
- [MT98] Y. Mizutani and M. Takemoto. A simplified elastic stiffness estimation of unidirectional carbon-fiber-reinforced coupon using the in-plane velocity anisotropy of Lamb waves. *Japan Journal of Applied Physics*, 37 :3110–3115, 1998.
- [NHW⁺05] F. Nitzsche, T. Harold, V. K. Wickramasinghe, C. Yong, and D. G. Zimcik. Development of a maximum energy extraction control for the smart spring. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 16 :1057–1066, 2005.
- [NZWY04] F. Nitzsche, D. G. Zimcik, V. K. Wickramasinghe, and C. Yong. Control laws for an active tunable vibration absorber designed for rotor blade damping augmentation. *The Aeronautical Journal*, Paper No. 2805, 2004.
- [OHL03] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, and G. A. Lesieutre. Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18 :696–703, 2003.
- [PF01] J. A. Paradiso and M. Feldmeier. A compact, wireless, self-powered pushbutton controller. In *Ubiquitous Computing, Proceedings of Ubicomp2001*, pages 299–304, 2001.
- [PGL⁺05] L. Petit, D. Guyomar, E. Lefeuvre, C. Richard, P. Guy, and K. Yuse. A self-powered transmitter for wireless health monitoring network. In *16th International Conference on Adaptive Structures and Technologies (ICAST)*, Paris, France, 2005.

- [PGLM07] L. Petit, D. Guyomar, M. Lallart, and T. Monnier. *Les controverses technologiques de l'INSA de Lyon*, chapter Les micro-dispositifs électroniques énergétiquement autonomes : du concept à la réalité. INSA Lyon, 2007.
- [PJ86] J. M. Plump and J. E. Hubbard Jr. Modeling of an active constrained layer damper. In *12th Int. Congress on Acoustics, Toronto (Canada)*, pp. D4-1, 1986.
- [PS05] J. A. Paradiso and T. Starner. Energy scavenging for mobile and wireless electronics. *IEEE Pervasive Computing*, 4 :18-27, 2005.
- [PSC04] G. Poulin, E. Sarraute, and F. Costa. Generation of electrical energy for portable devices comparative study of an electromagnetic and a piezoelectric system. *Sensors and Actuators A : Physical*, 116 :461-471, 2004.
- [Py103] R. Pyles. Aging aircraft : USAF workload and material consumption life cycle patterns. Technical report, RAND, 2003.
- [Rab03] J. Rabaey. Ultra-low cost and power communication and computation enables ambient intelligence. In *Smart Object Conference*, 2003.
- [RABF04] C. D. Richards, M. J. Anderson, D. F. Bahr, and Richards R. F. Efficiency of energy conversion for devices containing a piezoelectric component. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 14 :717-721, 2004.
- [RB02] J. Ro and A. Baz. Vibration control of plates using self-sensing active constrained layer damping networks. *Journal of Vibration and Control*, 8(6) :833-845, 2002.
- [RD92] O. Rioul and P. Duhamel. Fast algorithms for discrete and continuous wavelet transforms. *IEEE Transactions on Information Theory*, 38(2) :569-586, 1992.
- [RFGY05] L. C. Rome, L. Flynn, E. M. Goldman, and T. D. Yoo. Generating electricity while walking with loads. *Science*, 209 :1725-1728, 2005.
- [RGAB00] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and H. Bassaler. Enhanced semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device on an inductor,. In *SPIE International Symposium on Smart Structures and Materials : Damping and Isolation*, volume 3989, pages 288-299, 2000.
- [RGAC98] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and G. Ching. Semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device. In *SPIE International Symposium on Smart Structures and Materials : Damping and Isolation*, volume 3672, pages 104-111, 1998.

- [RGL07] C. Richard, D. Guyomar, and E. Lefeuvre. Self-powered electronic breaker with automatic switching by detecting maxima or minima of potential difference between its power electrodes. *Brevet PCT/FR2005/003000*, Publication number : WO/2007/063194, 2007.
- [ROC⁺03] S. Roundy, B. P. Otis, Y.-H. Chee, J. M. Rabaey, and P. Wright. A 1.9ghz rf transmit beacon using environmentally scavenged energy. In *IEEE International Symposium on Low Power Electronics and Devices*, Seoul, Korea, 2003.
- [RSPS02] V. Raghunathan, C. Schurgers, S. Park, and M. B. Srivastava. Energy-aware wireless microsensor networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 19 :40–50, 2002.
- [RWR03] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer Communications*, 26 :1131–1144, 2003.
- [RWR04] S. Roundy, P. K. Wright, and J. M. Rabaey. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks*. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [SBK07] I. Sari, T. Balkan, and H. Kulah. A wideband electromagnetic micro power generator for wireless microsystems. *Sensors and Actuators A : Physical*, in press. doi :10.1016/j.sna.2007.11.021, 2007.
- [SFH⁺03] H. Sohn, C.R. Farrar, F.M. Hamez, D.D. Shunk, D.W. Stinemat, and Nadler B.R. A review of structural health monitoring literature : 1996-2001. Technical Report LA-13976-MS, Los Alamos National Laboratory Report, 2003.
- [SJN95] J. Q. Sun, M. R. Jolly, and M. A. Norris. Passive, adaptive and active tuned vibration absorbers - a survey. *ASME Transactions*, 117 :234–242, 1995.
- [SLW07] Y. C. Shu, I. C. Lien, and W. J. Wu. An improved analysis of the SSHI interface in piezoelectric energy harvesting. *Smart Materials and Structures*, 16 :2253–2264, 2007.
- [SLX⁺07] Z.J. Shen, J. Lu, C. Xu, J. Ho ngwei, and G. Xun. On-chip bond-wire inductor with ferrite-epoxy coating : A cost-effective approach to realize power systems on chip”. In *IEEE Conference on Power Electronics Specialists (PESC 2007)*, pp. 1599-1604, 2007.
- [SPG08] G. Sebald, S. Pruvost, and D. Guyomar. Energy harvesting based on ericsson pyroelectric cycles in a relaxor ferroelectric ceramic. *Smart Materials and Structures*, 17, 2008.
- [SQGCS⁺08] F. Segura-Quijano, J. García-Cantón, J. Sacristán, T. Osés, and A. Baldia. Wireless powering of single-chip systems with integrated coil and external wire-loop resonator. *Applied Physics Letters*, 92, 2008.

- [SSDI06] H. A. Sodano, G. E. Simmers, R. Dereux, and D. J. Inman. Recharging batteries using energy harvested from thermal gradients. *Journal Of Intelligent Material Systems And Structures*, 18 :4–10, 2006.
- [SSP98] M.D. Seale, B.T. Smith, and W.H. Prosser. Lamb wave assessment of fatigue and thermal damage in composites. *Journal of the Acoustical Society of America*, 103(5) :2416–2424, 1998.
- [Sta02] W. J. Staszewski. Intelligent signal processing for damage detection in composite materials. *Composites Science and Technology*, 62 :941–950, June 2002.
- [Sta03] T. E. Starner. Powerful change part 1 : batteries and possible alternatives for the mobile market. *IEEE Pervasive Computing*, 2 :86–88, 2003.
- [Sto95] J. M. C. Stork. Technology leverage for ultra-low power information systems. *IEEE*, 83 :607–618, 1995.
- [SY97] C. Shearwood and R. B. Yates. Development of an electromagnetic microgenerator. *Electronics Letters*, 33 :1883–1884, 1997.
- [TBK+01] G. W. Taylor, J. R. Burns, S. A. Kammann, W. B. Powers, and T. R. Welsh. The energy harvesting eel : a small subsurface ocean/river power generator. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 26 :539–547, 2001.
- [TRM06] E.O. Torres and G.A. Ruincón-Mora. Electrostatic energy harvester and li-ion charger circuit for micro-scale applications. In *IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, San Juan, Puerto Rico, August 2006.
- [TYS01] T. Toriyama, M. Yajima, and S. Sugiyama. Thermoelectric micro power generator utilizing self-standing polysilicon-metal thermopile. In *14th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2001. MEMS 2001.*, 2001.
- [WDC99] P.D. Wilcox, M.J.S. Dalton, R.P. and Lowe, and P. Cawley. Mode and transducer selection for long range Lamb wave inspection. *Key Engineering Materials*, 167-168 :152–161, 1999.
- [WG72] J. F. Wilby and F. L. Gloyna. Vibration measurements of an airplane fuselage structure - I. turbulent boundary layer excitation. *Journal of Sound and Vibration*, 23(4) :443–446, 1972.
- [WLC01] P.D. Wilcox, M.J.S. Lowe, and P. Cawley. The effect of dispersion on long-range inspection using ultrasonic guided waves. *NDT & E international*, 34 :1–9, 2001.
- [WS06] Z. L. Wang and J. Song. Piezoelectric nanogenerators based on zinc oxide nanowire arrays. *Science*, 312 :242–246, 2006.

- [WSV05] C. Watkins, B. Shen, and R. Venkatasubramanian. Low-grade-heat energy harvesting using superlattice thermoelectrics for applications in implantable medical devices and sensors. In *IEEE 2005 International Conference on Thermoelectrics*, 2005.
- [Wu96] S.Y. Wu. Piezoelectric shunts with parallel R-L circuits for structural damping and vibration control. In *Proceedings of SPIE*, volume 2720, pages 259–269, June 1996.
- [WWY96] C. B. Williams, R. C. Woods, and R. B. Yates. Feasibility study of a vibration powered micro-electric generator. In *IEE Colloquium on Compact Power Sources (Digest No. 96/107)*, 1996.
- [XANW98] C.-N. Xu, M. Akiyama, K. Nonaka, and T. Watanabe. Electrical power generation characteristics of pzt piezoelectric ceramics. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 45 :1065–1070, 1998.
- [Xu95] W. Xu. *Etude par ondes acoustiques de la qualité des interfaces dans une structure multicouche*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 1995.
- [Yea04] E. M. Yeatman. Advances in power sources for wireless sensor nodes. In *International Workshop Wearable and Implantable Body Sensor Networks*, pages 20–21, 2004.
- [YZWN04] C. Yong, D. G. Zimcik, V. K. Wickramasinghe, and F. Nitzsche. Development of the smart spring for active vibration control of helicopter blades. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 15 :37–47, 2004.

Liste des Figures

1.1	Effet piézoélectrique	20
1.2	Exemple d'une maille d'une céramique	21
1.3	Classes cristallines et piézoélectricité	21
1.4	Bilan énergétique de l'effet piézoélectrique	24
1.5	Modélisation masse-ressort-amortisseur d'un système électromécanique	25
1.6	Exemples de d'endommagement sous l'effet de vibrations	27
1.7	Amortissement des matériaux viscoélastiques en fonction de la tem- pérature ou de la fréquence	29
1.8	Amortissement par shunt d'élément électroactif	30
1.9	Amortissement par association d'éléments viscoélastiques et shunt d'éléments électroactifs	32
1.10	Synoptique d'une chaîne de traitement pour l'amortissement actif . .	32
1.11	Principe de contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités	34
1.12	Schéma du contrôle basé sur le principe du <i>State-Switched Absorber</i> .	35
1.13	(a) Principe du "Smart Spring"; (b) Résultats expérimentaux	36
1.14	Schémas et formes d'ondes du SSD	37
1.15	Micro-générateur nucléaire (en gris) alimentant un microprocesseur .	39
1.16	Comparaison entre les densités de puissance solaire, vibratoire, et de batteries	40
1.17	Utilisation de l'énergie radiofréquence pour la RFID	41
1.18	Densité de puissance d'une onde électromagnétique en fonction de la distance (www.mersante.com)	41
1.19	Thermopile développée par Toriyama <i>et al.</i>	43
1.20	Montre perpétuelle d'Abraham-Louis Perrelet	43
1.21	Générateur récupérant de l'énergie lors de la décélération de la marche	45
1.22	Principe d'un générateur électrostatique basé sur la variation de capacité	45
1.23	Type de couplage : (a) direct ; (b) sismique	45
1.24	Récupération d'énergie par effet piézoélectrique à partir de la marche	46
1.25	Coefficient de couplage électromécanique global pour différentes épais- seurs d'un insert piézoélectrique	48
1.26	Interfaces d'extraction d'énergie	48
1.27	"Anguille" récupératrice d'énergie proposée par Taylor <i>et al.</i>	49
1.28	Comparaison des performances en terme de récupération d'énergie à amplitude de vibration constante	50

1.29	Comparaison des performances en terme de récupération d'énergie à amplitude d'excitation constante	51
1.30	(a) Inspection magnéto-optique manuelle; (b) image résultante montrant l'apparition de défauts autour des joints	54
1.31	Vitesses de phase des modes de Lamb symétriques (traits pleins) et antisymétriques (pointillés) dans une plaque de Silice	57
1.32	Exemple d'évolution de dispositifs électroniques	59
1.33	Exemples de systèmes auto-alimentés	60
1.34	Émetteur RF proposé par Roundy <i>et al.</i>	60
1.35	Boutons-poussoirs émetteurs RF auto-alimentés	61
1.36	DSP alimenté à partir de vibrations en utilisant l'effet magnétique	61
1.37	Montre thermique Seiko	62
1.38	Dispositifs de contrôle de santé auto-alimenté	62
2.1	Principe général des techniques SSD	64
2.2	Schémas et formes d'ondes des techniques SSD	65
2.3	Fonctions de transfert sans contrôle et des différentes techniques SSD	68
2.4	Choix des instants de commutation en excitation large bande	69
2.5	Calcul de la valeur du seuil en approche probabiliste	69
2.6	Comparaison entre différentes stratégies de sélection de commutation	70
2.7	Cycles énergétiques des techniques SSD à amplitude de vibration normalisée	71
2.8	Commutateur unipolaire auto-alimenté	74
2.9	Commutateur auto-alimenté avec détection de seuil	75
2.10	Tension piézoélectrique commutée lors d'une excitation impulsionnelle de la poutre	76
2.11	Signaux de commande du commutateur auto-alimenté avec seuil	77
2.12	Tension piézoélectrique commutée lors d'une excitation impulsionnelle de la poutre	77
2.13	Réponse impulsionnelle du déplacement	78
2.14	Formes d'ondes de la technique SSSC	80
2.15	Modélisation à un degré de liberté d'une structure électromécanique vibrante	80
2.16	Variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité mécanique par la technique SSSC	82
2.17	Comparaison des puissances nécessaires entre SSSC et contrôle proportionnel	83
2.18	Dispositif expérimental du SSSC	84
2.19	Résultats expérimentaux du SSSC	85
2.20	Formes d'ondes expérimentales du SSSC	86
2.21	Réponses impulsionnelles du SSSC	87
2.22	Principe du contrôle de vibrations par SSSC	88
2.23	Calcul de la tension de commutation pour le contrôle de vibrations par SSSC	88
2.24	Résultats expérimentaux du contrôle de vibrations par SSSC	89
2.25	Formes d'ondes typiques de la technique BSDS ($n = 20$)	91

2.26	Atténuation théorique obtenue par la technique BSDS	92
2.27	Schéma de la technique BSDV	93
2.28	Formes d’ondes typiques de la technique BSDV	93
2.29	formes d’ondes typiques de la technique BSDVp ($n = 20$)	95
2.30	Atténuation théorique obtenue par la technique BSDVp	96
2.31	Formes d’ondes typiques de la technique BSDVa ($n = 20$)	97
2.32	Formes d’ondes expérimentales des techniques BSD	101
2.33	Fonctions de transfert théoriques et expérimentales des techniques BSD	101
2.34	Atténuations théoriques et expérimentales des techniques BSD en fonctions du coefficient de hachage n	102
3.1	Circuits de récupération d’énergie et formes d’ondes associées	109
3.2	Exemples d’architectures de SECE	110
3.3	Commutateur auto-alimenté pour le SECE version flyback	111
3.4	Commutateur auto-alimenté pour le SECE version buck-boost	111
3.5	Puissances récupérées et extraites dans le cas de vibrations d’ampli- tude constante	117
3.6	Répartition des puissances récupérées et extraites dans le cas de vi- brations d’amplitude constante à la charge optimale	118
3.7	Coefficients de couplage équivalents dans le cas de vibrations d’am- plitude constante à la charge optimale	119
3.8	Puissances récupérées et extraites à la charge optimale dans le cas d’une excitation d’amplitude constante à la fréquence de résonance .	120
3.9	Évolution des puissances à la charge optimale dans le cas d’une exci- tation d’amplitude constante à la fréquence de résonance	122
3.10	Répartition des énergies à la charge optimale dans le cas d’une exci- tation d’amplitude constante à la fréquence de résonance	123
3.11	Dispositif expérimental de récupération d’énergie thermique	127
3.12	Puissances récupérées en fonction de la charge par récupération d’éner- gie thermique	128
3.13	Puissances récupérées et extraites en fonction de la charge par ré- cupération d’énergie thermique pour les techniques SSHI parallèle et SSHI série	129
3.14	Structures auto-alimentées du SSHI série	133
3.15	Dispositif expérimental	135
3.16	Puissances récupérées pour un déplacement en bout de poutre de 1 mm	136
3.17	Formes d’ondes expérimentales	136
3.18	Puissances maximales récupérées en fonction de l’amplitude de vibration	137
3.19	Schéma du SSHI-MR	137
3.20	Structure expérimentale du SSHI-MR	139
3.21	Circuit expérimental du SSHI-MR	139
3.22	Résultats expérimentaux du SSHI-MR pour un déplacement central d’amplitude 23 μm	140
3.23	Résultats expérimentaux du SSHI-MR pour plusieurs valeurs d’am- plitude de déplacement central	141
3.24	Répartition des énergies de la technique SSHI-MR	142

3.25	Rendement de la technique SSHI-MR	143
3.26	Schéma de l'inversion par capacité intermédiaire	144
3.27	Principe de l'inversion par capacité intermédiaire	145
3.28	Facteur d'inversion en fonction de la capacité intermédiaire et du facteur de qualité du cas standard	147
3.29	Gain d'inversion en fonction de la capacité intermédiaire et du facteur de qualité du cas standard	148
3.30	Formes d'ondes de l'inversion par capacité intermédiaire	149
3.31	Évolution des énergies lors de de l'inversion par capacité intermédiaire	149
3.32	Gain en terme de puissance maximale récupérée par le SSHI parallèle en fonction de la capacité intermédiaire et du facteur de qualité du cas standard	150
3.33	Résultats expérimentaux de la double inversion appliquée à la récupération d'énergie	152
3.34	Formes d'ondes expérimentales de la double inversion appliquée à la récupération d'énergie	152
3.35	Schéma de principe de la technique DSSH	153
3.36	Principe de l'extraction d'énergie avec la technique DSSH	154
3.37	Modélisation mécanique d'un microgénérateur	155
3.38	Formes d'ondes de la tension piézoélectrique et du déplacement en utilisant la technique DSSH	158
3.39	Énergie récupérée par la technique DSSH à amplitude de vibration constante	161
3.40	Comparaison des énergies récupérées à amplitude de vibration constante	162
3.41	Énergie extraite par la technique DSSH à amplitude d'excitation constante	163
3.42	Comparaison des énergies maximales extraites à amplitude d'excitation constante	163
3.43	Rendement lors d'une commutation indépendante	164
3.44	Formes d'ondes expérimentales du DSSH	165
3.45	Résultats expérimentaux du DSSH à amplitude de vibration constante	166
3.46	Résultats expérimentaux du DSSH à amplitude d'excitation constante	167
3.47	Schéma de principe de la réinjection d'énergie	169
3.48	Opérations de la récupération par réinjection d'énergie	170
3.49	Puissance récupérée à amplitude de vibration constante en fonction de la charge et du coefficient d'inversion	173
3.50	Comparaison des puissances récupérées à amplitude de vibration constante	174
3.51	Puissance récupérée à amplitude d'excitation constante en fonction de la charge et du produit k^2Q_M	175
3.52	Comparaison des puissances récupérées à amplitude d'excitation constante	175
3.53	Schémas de simulation de l'injection d'énergie et du SECE	176
3.54	Résultats de simulation du concept d'injection d'énergie	177
3.55	Schéma et formes d'ondes de la technique SSHI hybride	179

3.56	Comparaison des puissances récupérées à amplitude de vibration constante	183
3.57	Puissance récupérée en fonction du rapport de transformation et de la charge	183
3.58	Circuit de simulation de la technique SSHI hybride	184
3.59	Résultats de simulation du SSHI hybride	185
4.1	Interprétation graphique de l'Indice d'Endommagement	193
4.2	Évolution du DI selon le couple de transducteurs utilisé	194
4.3	Évolution et reproductibilité du DI en fonction du défaut	196
4.4	Figure de mérite donnant l'Indice d'Endommagement normalisé par rapport à la dispersion dans le cas sain	196
4.5	Signatures temporelles reçues sur le capteur	197
4.6	Effet de la fréquence d'échantillonnage sur le calcul de l'Indice d'Endommagement	198
4.7	Effet de la résolution verticale sur le calcul de l'Indice d'Endommagement	200
4.8	Consommation énergétique pour différents opérateurs de transformation	202
4.9	Ondelettes continues pouvant être utilisées pour le calcul de l'Indice d'Endommagement	204
4.10	Signal de base synthétique	205
4.11	Représentation des modifications du signal synthétique	206
4.12	Effet d'une atténuation pure dans le cas d'un signal synthétique . . .	207
4.13	Effet d'une atténuation avec distorsion dans le cas d'un signal synthétique	208
4.14	Effet d'une contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant dans le cas d'un signal synthétique	209
4.15	Évolution théorique du DI_2 en fonction du temps d'apparition de la contribution supplémentaire sans recouvrement	212
4.16	Effet d'une contribution supplémentaire avec temps d'arrivée variable dans le cas d'un signal synthétique	213
4.17	Effet d'une contribution supplémentaire dans l'espace de Fourier . . .	214
4.18	Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion dans le cas d'un signal synthétique	214
4.19	Signal de base expérimental	215
4.20	Représentation des modifications du signal expérimental	216
4.21	Effet d'une atténuation pure dans le cas d'un signal expérimental . .	216
4.22	Effet d'une atténuation avec distorsion dans le cas d'un signal expérimental	217
4.23	Effet d'une contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant dans le cas d'un signal expérimental	218
4.24	Effet d'une contribution supplémentaire avec temps d'arrivée variable dans le cas d'un signal expérimental	218
4.25	Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion dans le cas d'un signal expérimental	219

4.26	Effet de l'ajout d'un bruit de distribution uniforme dans le cas d'un signal synthétique	220
4.27	Effet de l'ajout d'un bruit de distribution uniforme dans le cas d'un signal expérimental	221
4.28	Dispositif expérimental du suivi d'endommagement par <i>DI</i>	222
4.29	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la FFT lorsque le défaut est sur le trajet direct, dans l'axe	223
4.30	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la RMS lorsque le défaut est sur le trajet direct, dans l'axe	223
4.31	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la FFT lorsque le défaut est sur le trajet direct, hors axe	225
4.32	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la RMS lorsque le défaut est sur le trajet direct, hors axe	225
4.33	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la FFT lorsque le défaut est hors du trajet direct	227
4.34	Résultats expérimentaux pour le <i>DI</i> calculé par la RMS lorsque le défaut est hors du trajet direct	227
5.1	Émetteur Sans fil Autonome <i>AWT</i>	234
5.2	Protocole d'inspection de l'Émetteur Sans fil Autonome <i>AWT</i>	235
5.3	Récepteur Sans fil Autonome <i>AWR</i>	236
5.4	Chronogrammes de synchronisation RF	239
5.5	Stratégie pour le contrôle de santé structurale	240
5.6	Stratégie de communication et de contrôle de santé structurale	241
5.7	Schéma de la structure expérimentale 1D	242
5.8	Dispositif expérimental 1D	243
5.9	Capacités énergétiques des modules SSHI	244
5.10	Effet (qualificatif) de l'ajout de mastic sur la signature de l'onde de Lamb (système auto-alimenté)	246
5.11	Résultats sans vibrations et alimentation externe lorsque la masse et la surface du défaut artificiel sont augmentées	246
5.12	Résultats sans vibrations et alimentation externe lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée	247
5.13	Résultats avec vibrations lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée	248
5.14	Résultats en fonctionnement réel lorsque la masse et la surface du défaut artificiel sont augmentées	249
5.15	Résultats en fonctionnement réel lorsque seule la masse du défaut artificiel est augmentée	249
5.16	Résultats à partir de la valeur RF	250
5.17	Fidélité de la transmission RF	251
5.18	Résultats à partir de la valeur RF en utilisant la seconde stratégie	251
5.19	Résultats à partir de la valeur RF en utilisant la troisième stratégie	252
5.20	Comparaison entre les trois stratégies	252
5.21	Principe du contrôle de santé du projet ADVICE	255
5.22	Principe du module VDCu	255

5.23 Schémas du module de commutation	256
5.24 Intégration du module de commutation avec la technologie SOI . . .	256
5.25 Convertisseur DC-DC pour optimisation de la récupération d'énergie	257
5.26 Plate-forme de communication radiofréquence	257
5.27 Interface d'émission de l'onde de Lamb	258
5.28 Module de commutation avec patte de désactivation	259
5.29 Schéma des réseaux de communication	260
5.30 Mise en réseau	260
5.31 Protocole de diagnostic du point de vue du <i>VDCu</i>	261
5.32 Protocole de diagnostic du point de vue de la <i>end node</i>	262
5.33 Structure de test	263
5.34 Configuration de la structure de test	264
5.35 Dispositif expérimental pour la structure de test	264
5.36 Protocole de test	265
5.37 Spectres d'excitation	266
A.1 Modélisation masse-ressort-amortisseur d'un système électromécanique	A-2
A.2 Schéma d'une structure électromécanique	A-2
B.1 Modélisation à un degré de liberté d'une structure électromécanique vibrante	B-2
B.2 Formes d'ondes des techniques SSD	B-3
B.3 Fonctions de transfert sans contrôle et des différentes techniques SSD	B-6
C.1 Comparaison des puissances nécessaires pour le contrôle de raideur par technique SSSC	C-2
D.1 Circuits de récupération d'énergie et formes d'ondes associées	D-3
D.2 Puissances récupérées dans le cas de vibrations d'amplitude constante	D-8
D.3 Puissances récupérées dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance	D-12
E.1 Architecture SECE avec convertisseur buck-boost	E-3
E.2 Étapes de la récupération SECE	E-3
E.3 Comparaison entre les résultats expérimentaux tirés de [LBRG05] et les prévisions théoriques de la puissance récupérée par le SECE . . .	E-7
F.1 Circuits de simulation de récupération d'énergie magnétique	F-5
F.2 Résultats de simulation de récupération d'énergie magnétique	F-6
G.1 Effet d'une atténuation avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal synthétique	G-2
G.2 Effet d'une atténuation avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal expérimental	G-2
G.3 Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion (sans conser- vation d'énergie) dans le cas d'un signal synthétique	G-3
G.4 Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion (sans conser- vation d'énergie) dans le cas d'un signal expérimental	G-3

G.5 Résultats (sans conservation d'énergie dans le cas simulé) lorsque le défaut est hors du trajet direct G-4

Liste des Tableaux

1.1	Paramètres de conversion de plusieurs types de matériaux	22
1.2	Équations de la piézoélectricité	23
1.3	Paramètres intervenant dans l'effet piézoélectrique	23
1.4	Puissance générée et récupérable à partir de mouvements de la vie quotidienne	39
1.5	Rendement de la conversion thermoélectrique de microgénérateurs pour plusieurs gradients de température	42
2.1	Paramètres de chaque technique SSD et amortissement associé	68
2.2	Paramètres expérimentaux de la technique SSSC	85
2.3	Paramètres expérimentaux des techniques BSD	100
2.4	Comparaison des techniques de contrôle vibratoire	105
3.1	Puissances récupérées par les différentes interfaces	112
3.2	Comparaison des énergies électrostatiques disponibles en piézoélectricité et en pyroélectricité	124
3.3	Paramètres expérimentaux de récupération d'énergie thermique	127
3.4	Paramètres expérimentaux du SSHI série demi-pont	135
3.5	Paramètres expérimentaux de la structure connectée au SSHI-MR	139
3.6	Paramètres du système masse-ressort-amortisseur de la structure connectée au SSHI-MR	142
3.7	Paramètres typiques pour le calcul des inductances du transformateur du SSHI-MR	144
3.8	Paramètres expérimentaux de la double inversion appliquée à la ré- cupération d'énergie	151
3.9	Paramètres expérimentaux de la technique DSSH	164
3.10	Paramètres de simulation de la technique d'injection d'énergie	177
3.11	Paramètre de simulation de la technique SSHI hybride	184
3.12	Comparaison des techniques de récupération d'énergie	189
4.1	Définition des opérateurs de distance	203
4.2	Nombre d'opérations de chaque opérateur de distance pour le calcul d'un DI	204
4.3	Effet d'une atténuation réelle	207
4.4	Effet d'une contribution supplémentaire sans recouvrement	210
4.5	Figures de mérite des différentes définitions de l'Indice d'Endomma- gement	230

5.1	Bilan énergétique du dispositif 1D	245
5.2	Consortium du projet ADVICE	254
A.1	Paramètres du système masse-ressort simplifié	A-4
B.1	Paramètres de chaque technique SSD et amortissement associé	B-5
F.1	Transformations duales des techniques de récupération d'énergie . . .	F-3
F.2	Paramètres de simulation de la récupération d'énergie magnétique . .	F-5

Annexe A

Modélisation d'une Structure Électromécanique

Le paragraphe 1.1 du chapitre 1 ne considère que le matériau piézo-électrique seul. Cependant ces éléments actifs sont le plus souvent couplés à une structure hôte (sous forme d'inserts par exemple), conduisant à une structure électromécanique globale dont les propriétés diffèrent de celles précédemment exposées. Particulièrement, les résonances basses significatives sont surtout fixées par la structure hôte (c'est-à-dire que le matériau piézoélectrique ne résonne pas sur ses fréquences propres) et le coefficient de couplage global (c'est-à-dire celui du système constitué de la structure instrumentée) change également.

A.1 Modélisation

La prise en compte de l'effet électromécanique global lorsque que l'insert piézo-électrique est collé à une structure nécessite une nouvelle modélisation tenant compte de ces changements. Le but de cette partie est de décrire succinctement l'origine et d'exposer la méthode de développement d'un modèle simple mais assez réaliste, utilisé tout le long de ce manuscrit. Ce modèle, basé sur une analyse énergétique et conduisant à un simple système du second ordre de type masse-ressort-amortisseur avec couplage électromécanique comme illustré en Figure A.1, a été proposé par A. Badel *et al.* dans [BLG⁺07], ainsi que dans [Bad05]. Ce modèle, bien que basé sur une structure de type poutre comme indiqué par la Figure A.2, peut néanmoins être étendu à des structures au comportement plus complexe comme des plaques.

Les hypothèses nécessaires à la mise en place de ce modèle à constantes localisées sont les suivantes :

- (i) Les déformations suivant l'axe 2 sont nulles (déformations planes)
- (ii) Les déformations résultent d'une flexion pure (hypothèses d'Euler-Bernoulli)
- (iii) La déformée dynamique de la structure est quasi-identique à la déformé quand une force statique est appliquée ^{A.1}

Sous ces hypothèses, la relation entre contrainte et déformation longitudinales T_1 et S_1 selon l'axe 1 est donnée par (A.1), avec c_B la raideur de la poutre en déformation plane. De même le champ électrique E_3 peut simplement s'exprimer en fonction de la tension V aux bornes de l'insert piézoélectrique selon la relation (A.2), avec e_P l'épaisseur de l'insert. Sous les hypothèses d'Euler-Bernoulli, l'expression tensorielle qui relie la déformation à la contrainte et au champ électrique conduit à l'expression de la contrainte selon l'axe 1 (A.3). L'expression du champ électrique E en circuit

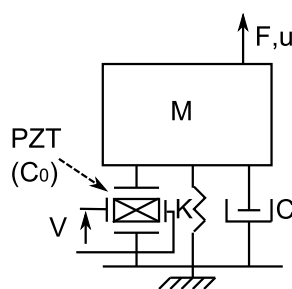


Figure A.1 – Modélisation masse-ressort-amortisseur d'un système électromécanique

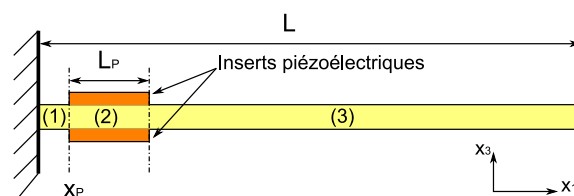


Figure A.2 – Schéma d'une structure électromécanique

A.1. Cette hypothèse peut être considérée comme la plus restrictive.

ouvert s'obtient en considérant que sous ces conditions, le déplacement électrique D est nul, ce qui conduit à (A.4).

$$T_1 = c_B S_1 \quad (T_3 = 0) \quad (\text{A.1})$$

$$E = \frac{V}{e_P} \quad (\text{A.2})$$

$$S_1 = \left(s_{11}^E - \frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} \right) T_1 + d_{13} \left(1 - \frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} \right) E_3 \quad (\text{A.3})$$

$$E = - \frac{d_{13} \left(1 - \frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} \right)}{\epsilon_{33}^T - \frac{d_{13}^2}{s_{11}^E}} S_1 \quad (\text{A.4})$$

Sous les hypothèses de flexion pure, la loi reliant la déformation S_1 au déplacement en flexion u_3 est donnée par (A.5). Considérant l'hypothèse selon laquelle les déformations dynamiques sont très proches des déformations statiques conduit à une seconde expression pour S_1 (A.6), où c_B , I_B , c_{PD} et I_{PD} sont les compliances et les moments d'inertie de la structure et de l'élément piézoélectrique en circuit ouvert respectivement, F_S la force statique appliquée en bout de poutre, L la longueur de la poutre et x_P la position de l'élément piézoélectrique. À partir de cette équation il est alors possible d'exprimer l'énergie élastique présente dans les différentes parties de la structure, et par conséquent d'en tirer les raideurs équivalentes (A.7).

$$S_1 = x_3 \frac{d^2 u_3}{dx_1^2} \quad (\text{A.5})$$

$$S_1 = \frac{x_3(L-x_1)}{c_k I_k} F_S$$

avec $c_k I_k = c_B I_B$ dans les zones sans élément piézoélectrique (1 et 3)
 $c_k I_k = c_B I_B + c_{PD} I_{PD}$ dans les zones avec élément piézoélectrique (2)
(A.6)

$$\left\{ \begin{array}{ll} K_1 = \frac{3c_B I_B}{L^3 - (L - x_p)^3} & \text{en zone 1} \\ K_2 = \frac{3c_B I_B}{(L - x_p)^3 - (L - L_P - x_p)^3} & \text{pour la poutre en zone 2} \\ K_3 = \frac{3c_B I_B}{(L - L_P - x_p)^3} & \text{en zone 3} \\ K_{PD} = \frac{3c_{PD} I_{PD}}{(L - x_p)^3 - (L - L_P - x_p)^3} & \text{pour l'insert en zone 2} \end{array} \right. \quad (\text{A.7})$$

L'intégration spatiale des équations piézoélectriques en considérant E_3 et S_1 comme paramètres indépendants conduit à l'expression (A.8). K_{PE} correspond à la raideur équivalente de l'insert piézoélectrique, $\delta\dot{u}$ à la variation temporelle de l'élongation du matériau. α_P et C_{0P} sont le facteur de force et la capacité bloquée de l'élément, dont les expressions sont données par (A.9) sous l'hypothèse de déformation quasi-constante de l'élément piézoélectrique et de champ électrique uniforme.

$$\begin{cases} F = K_{PE}(\Delta u) + \alpha_P \dot{V} \\ I = \alpha_P(\Delta \dot{u}) - C_{0P} \dot{V} \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

$$\begin{cases} \alpha_P = \frac{e_{33}A}{e} \quad P \\ C_{0P} = \frac{\epsilon_{33}^T A}{e} \quad P \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

A.2 Simplification

Cependant il est possible de simplifier ce modèle si on ne considère que le déplacement en un point particulier de la structure. Dès lors, on peut montrer ([Bad05, Mag06]) que le déplacement u en un point donné de la structure répond à une loi donnée par les équations couplées (A.10). u , F , V et I sont le déplacement au point considéré, la force excitatrice, la tension piézoélectrique et le courant sortant de l'élément actif, respectivement. On définit alors M , C et K_E respectivement comme la masse dynamique, le facteur d'amortissement structural et la raideur en court-circuit du système. α et C_0 sont le facteur de force et la capacité bloquée équivalents de l'insert piézoélectrique. Les expressions de ces paramètres sont consignées dans le Tableau A.1 (K_{PE} est la raideur de l'élément piézoélectrique en court-circuit). Les valeurs de la masse dynamique et du coefficient d'amortissement structural se déduisent de la fréquence de résonance de la structure et de sa bande passante.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha\dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Paramètre	Expression
K_E	$\frac{K_1 K_3}{K_1(K_2 + K_{PE}) + K_3(K_2 + K_{PE}) + K_1 K_3} (K_2 + K_{PE})$
α	$\frac{K_1 K_3}{K_1(K_2 + K_{PE}) + K_3(K_2 + K_{PE}) + K_1 K_3} \alpha_P$
C_0	$C_{0P} + \frac{K_1 + K_3}{K_1(K_2 + K_{PE}) + K_3(K_2 + K_{PE}) + K_1 K_3} \alpha_P^2$

Tableau A.1 – Paramètres du système masse-ressort simplifié

Lorsque l'élément piézoélectrique est laissé en circuit ouvert, et en considérant des conditions initiales nulles, alors la relation tension/déplacement s'exprime selon (A.11) à partir de l'équation électrique de (A.10), et l'équation du mouvement de (A.10) devient alors (A.12). On définit alors la raideur en circuit ouvert K_D selon l'expression (A.13). L'expression du couplage électromécanique global de la structure instrumentée devient alors (A.14).

$$V = \frac{\alpha}{C_0} u \quad (\text{A.11})$$

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + \left(K_E + \frac{\alpha^2}{C_0} \right) u = F \quad (\text{A.12})$$

$$K_D = K_E + \frac{\alpha^2}{C_0} \quad (\text{A.13})$$

$$k^2 = \frac{f_{co}^2 - f_{cc}^2}{f_{co}^2} = 1 - \frac{K_E}{K_D} = \frac{\alpha^2}{C_0 K_D} \quad (\text{A.14})$$

Annexe B

Développements Théoriques des Techniques SSD dans le cas d'une Excitation Harmonique

Cet annexe présente une version unifiée des calculs conduisant à l'établissement des amortissements théoriques obtenus avec les techniques semi-passives SSDS et SSDI ou semi-actives SSDV et SSDVa.

Il sera considéré que le système est excité avec une force d'amplitude constante et de fréquence la fréquence de résonance de la structure. De même, on supposera que la structure présente un coefficient d'amortissement structural faible (système faiblement amorti), ce qui est cohérent avec le but des techniques de contrôle de vibrations.

Les résultats présentés ici sont largement inspirés des travaux effectués par A. Badel ([Bad05]).

B.1 Développement théorique

Dans le développement présenté dans cette annexe, on considérera le circuit de commutation général composé d'une inductance et d'une source de tension (regroupant ainsi toutes les techniques SSD), dans le cas où la structure électromécanique est excitée à sa fréquence de résonance par une force monochromatique. On fera également l'hypothèse que l'inversion se produit de manière instantanée (la fréquence d'oscillation électrique étant très grande par rapport à la fréquence de vibration). Pour le développement, la structure sera modélisée par un système à un degré de liberté de type masse-ressort-amortisseur (Figure B.1), dont le développement est présenté en annexe A. Un tel système est soumis au jeu d'équations mécanique et électrique (B.1), où F représente la force d'excitation, u le déplacement en un point de la structure, et V et I la tension et le courant sortant de l'élément piézoélectrique. M , C et K_E sont la masse dynamique, le coefficient d'amortissement structural et la raideur en court-circuit. Enfin, α et C_0 représentent le facteur de force et la capacité bloquée du matériau actif.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Dans le cas d'un système laissé en circuit ouvert, l'intégration de l'équation électrique de (B.1) en considérant des conditions initiales nulles donne la relation entre tension et déplacement (B.2). Par conséquent en injectant cette équation dans l'équation mécanique conduit à la relation (B.3). On peut alors définir une raideur en circuit ouvert K_D selon l'expression (B.4), ce qui conduit à la fonction de transfert du déplacement en fonction de la force donnée par la relation (B.5), où ω_{res} est la pulsation de résonance définie par l'expression (B.6) pour des systèmes faiblement amortis^{B.1}. Par conséquent, lorsque le système est excité à sa fréquence de résonance, la valeur du déplacement s'obtient par l'expression (B.7).

$$V = \frac{\alpha}{C_0} u \quad (\text{B.2})$$

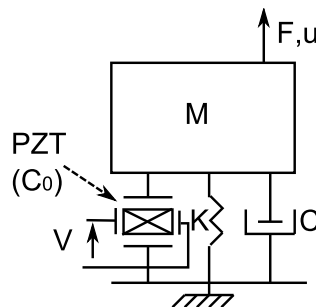


Figure B.1 – Modélisation à un degré de liberté d'une structure électromécanique vibrante

B.1. Il est assez superflu d'amortir des systèmes déjà fortement amortis!

$$M\ddot{u} + C\dot{u} + \left(K_E + \frac{\alpha^2}{C_0}\right)u = F \quad (\text{B.3})$$

$$K_D = K_E + \frac{\alpha^2}{C_0} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{U(\omega_0)}{F(\omega_0)} = \frac{1}{-M\omega_0^2 + jC\omega_0 + K_D} \quad (\text{B.5})$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{K_D}{M}} \quad (\text{B.6})$$

$$\left. \frac{U(\omega_0)}{F(\omega_0)} \right|_{\omega_{res}} = \frac{1}{jC\omega_{res}} \quad (\text{B.7})$$

Dans le cas du contrôle SSD, la tension de l'élément piézoélectrique peut être vue comme la superposition de la tension à vide et d'une tension en créneau dénotée h (Figure B.2), en phase avec la vitesse, d'amplitude H , et définie selon l'expression (B.8). L'expression de l'amplitude H est obtenue en considérant les équations (B.9), avec V_M et V_m les valeurs absolues des tensions respectives avant et après commutation, et u_M l'amplitude de déplacement. La première équation est obtenue à partir de l'inversion, et la seconde en considérant l'état du système entre deux inversions consécutives (l'élément piézoélectrique est alors en circuit ouvert). On obtient alors la valeur de l'amplitude H de h qui est donnée par la relation (B.10). L'effet de la fonction h peut être ainsi vu comme un frottement sec (son amplitude ne dépend pas de la fréquence) qui dépend de l'amplitude de vibration.

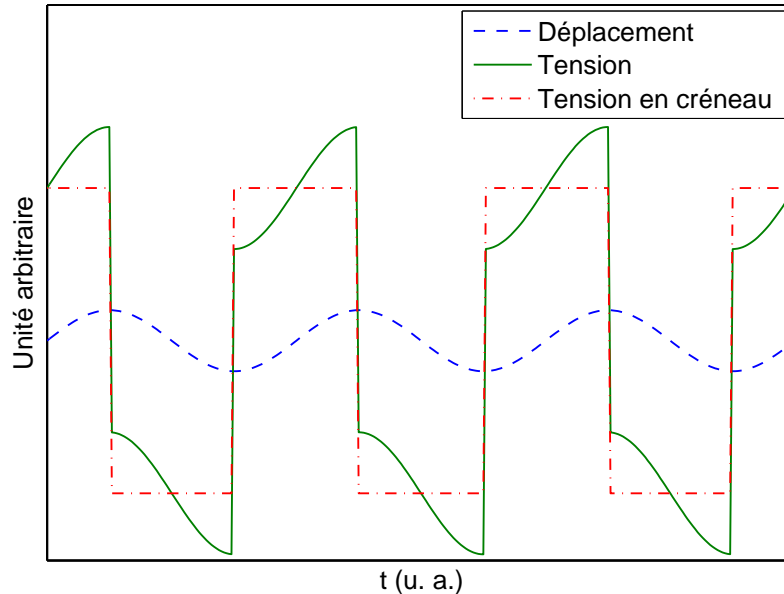


Figure B.2 – Formes d'ondes des techniques SSD

$$h = H \cdot \text{sgn}(\dot{u}) \quad (\text{B.8})$$

$$\begin{cases} (V_m - V_S) = \gamma(V_M - V_S) \\ (V_M - V_m) = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \\ 2H = V_M + V_m \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

$$H = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \left(\frac{\alpha}{C_0} u_M + V_S \right) \quad (\text{B.10})$$

En considérant que le déplacement reste sinusoïdal, l'effet de la tension crête h peut être ramené à l'effet du premier harmonique de h , donnant l'expression (B.11) dans l'espace de Fourier. Lorsque la structure est excitée à sa résonance, la réponse du système devient alors (B.12), avec F_M l'amplitude de la force d'excitation. En comparant cette expression à la réponse sans contrôle (B.7), on peut alors exprimer l'amortissement A_{SSD} par la relation (B.13), qui peut encore être énoncée en fonction du facteur de qualité mécanique Q_M et du coefficient de couplage électromécanique global au carré k^2 donnés par les expressions (B.14), ce qui conduit à la relation (B.15). À partir des expressions (B.13) ou (B.15), on peut voir la limite de stabilité de la technique SSDV donnant une condition sur V_S selon la relation (B.16).

$$\begin{aligned} (-M\omega^2 + jC\omega + K_D)U(\omega) &= F(\omega) - j\alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \left(\frac{\alpha}{C_0} + V_S \frac{1}{u_M} \right) U(\omega) \\ \Leftrightarrow \left(-M\omega^2 + j \left(C\omega + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} \right) + K_D \right) U(\omega) &= F(\omega) - j\alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{1}{u_M} V_S U(\omega) \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

$$\left. \frac{U(\omega)}{F(\omega)} \right|_{\omega_0} = \frac{1 - \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{V_S}{F_M}}{C\omega_0 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{\alpha^2}{C_0}} \quad (\text{B.12})$$

$$A_{SSD} = \frac{1 - \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{V_S}{F_M}}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{1}{C\omega_0} \frac{\alpha^2}{C_0}} \quad (\text{B.13})$$

$$\begin{cases} Q_M = \frac{M\omega_0}{C} \\ k^2 = \frac{\alpha^2}{C_0 K_D} \end{cases} \quad (\text{B.14})$$

$$A_{SSD} = \frac{1 - \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{V_S}{F_M}}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M} \quad (\text{B.15})$$

$$V_S \leq \frac{1}{\alpha} \frac{\pi}{4} \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma} F_M \quad (\text{B.16})$$

B.2 Comparaison

Le Tableau B.1 regroupe les paramètres et performances des différentes techniques SSDS, SSDI, SSDV et SSDVa. On peut noter que dans le cas du SSDVa, le fait d'indexer la valeur de la source de tension sur le déplacement (selon la relation (B.17)) conduit à une source de tension équivalente nulle et à un facteur d'inversion équivalent supérieur à γ . Ceci traduit également la stabilité de la méthode. La Figure B.3 donne un exemple des différentes fonctions de transfert en module pour un système électromécanique. Cette Figure montre que la technique SSDS présente une atténuation limitée, qui est grandement améliorée par l'utilisation d'une inductance avec le SSDI. Les techniques SSDV et SSDVa sont celles qui présentent l'amortissement le plus important, mais rappelons qu'elles nécessitent une source d'énergie externe (sources de tension), et qu'elles peuvent présenter des instabilités (surtout la technique SSDV naturellement instable) comme décrit dans [LBG07].

$$(V_S)_{SSDVa} = -\beta \frac{\alpha}{C_0} u_M \operatorname{sgn}(u(t)) \quad (\text{B.17})$$

Technique	Coefficient d'inversion	Source de tension	Amortissement
SSDS	0	0	$\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_M}$
SSDI	γ	0	$\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$
SSDV	γ	V_S	$\frac{1 - \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \frac{V_S}{F_M}}{1 + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$
SSDVa	$\frac{(1 + \beta)(1 + \gamma) - 1}{(1 + \beta)(1 + \gamma) + 1 - \gamma}$	0	$\frac{1}{1 + (1 + \beta) \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} k^2 Q_M}$

Tableau B.1 – Paramètres de chaque technique SSD et amortissement associé

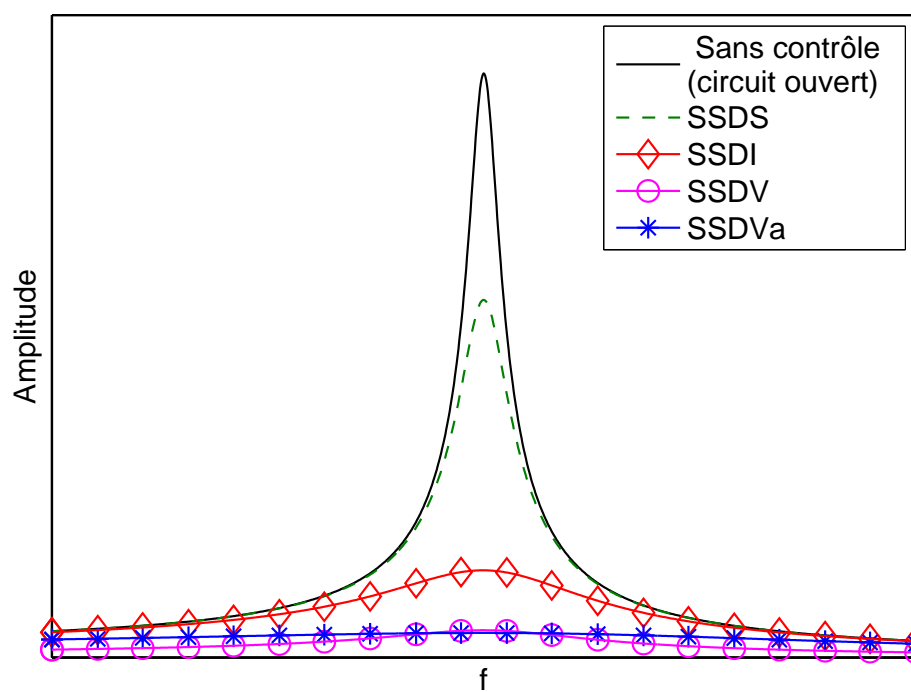


Figure B.3 – Fonctions de transfert sans contrôle et des différentes techniques SSD ($Q_M = 60$, $k = 9\%$, $\alpha = 1mN.V^{-1}$, $F_M = 1N$, $\gamma = 0.8$, $V_S = 60V$, $\beta = 3$)

Annexe C

Pertes dûes à la Résistance Parasite dans le cas du SSSC

On se propose ici de quantifier (approximativement) les pertes dans la résistance parasite de l'élément piézoélectrique utilisé avec la technique de contrôle de raideur SSSC présentée dans le paragraphe 2.3 du chapitre 2. Ces pertes seront comparées à celles du circuit de commutation.

Il sera ainsi montré qu'approcher les pertes totales par les pertes du circuit de commutation seules est justifié, les pertes dans la résistance parasite de l'élément piézoélectrique étant négligeables

C.1 Développement théorique

Lorsque l'élément piézoélectrique est connecté au circuit de commutation, la source de tension continue fournit à la fois un courant au matériau piézoélectrique afin d'inverser sa tension, mais également à la résistance parasite r_P de l'élément. Ce courant parasite I_P s'exprime selon la relation (C.1), avec V la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique.

$$I_P = \frac{V}{r_P} \quad (\text{C.1})$$

Comme le temps de commutation est très rapide, on peut approcher l'évolution de la tension piézoélectrique par une droite lors de l'inversion, ce qui conduit à l'expression (C.2) de la puissance perdue P_P dans la résistance parasite, avec V_M la valeur absolue de la tension avant inversion (identique, au signe près, à celle après inversion).

$$\begin{aligned} P_P &= \int_0^{t_i} \frac{V^2}{r_P} dt \approx \frac{1}{r_P} \int_0^{t_i} \left[V_M \left(1 - 2\frac{t}{t_i} \right) \right]^2 dt = \frac{V_M^2 t_i}{3r_P} \\ &= \left(\frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \beta \frac{\alpha}{C_0} \right)^2 \frac{t_i}{3r_P} u_M^2 \end{aligned} \quad (\text{C.2})$$

C.2 Comparaison

En utilisant les paramètres expérimentaux du paragraphe 2.3 du chapitre 2 avec une résistance parasite $r_P = 61 \text{ k}\Omega$ (tangente de pertes de 0.05 à $1 \text{ kHz}^{\text{C.1}}$), une amplitude de déplacement $u_M = 1 \text{ mm}$, et un temps d'inversion t_i 10 fois plus faible que la demi-période de vibrations, on obtient ainsi la comparaison entre la puissance perdue dans le circuit de commutation et celle dans la résistance parasite illustrée dans la Figure C.1, qui démontre bien que la puissance perdue dans la résistance parasite est négligeable devant celle dissipée dans le circuit de commutation (deux ordres de grandeur les séparent).

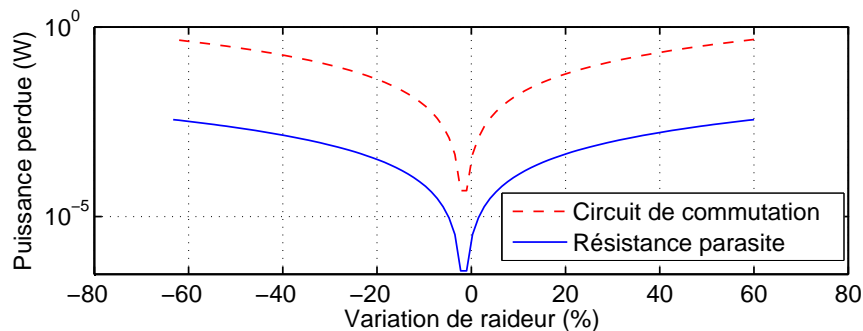


Figure C.1 – Comparaison des puissances nécessaires pour le contrôle de raideur par technique SSSC

C.1. ordre de grandeur de la fréquence d'inversion

Annexe D

Développements Théoriques de la Récupération d'Énergie dans le cas d'une Excitation Harmonique

Cette annexe a pour but de rappeler les puissances que peut fournir chaque technique d'extraction d'énergie lorsque le système vibre en régime établi. Deux cas seront considérés : amplitude de vibration constante, où la récupération d'énergie n'a aucune influence sur le comportement mécanique de la structure, et amplitude d'excitation constante à la fréquence de résonance, prenant en compte l'effet d'amortissement induit par le processus de récupération. Le premier cas correspond aux systèmes peu couplés, très amortis et/ou vibrant hors de leur plage de résonance, tandis que le second cas considère des systèmes peu amortis, bien couplés, et vibrant sur leur fréquence de résonance. Bien entendu, la première configuration peut être vue comme un cas limite de la seconde.

Les résultats présentés ici sont également largement inspirés des travaux effectués par A. Badel ([Bad05])

Les modes opératoires de chaque technique ont été exposés dans le Paragraphe 3.1 du chapitre 3. Cependant, on rappelle les différentes formes d'ondes dans la Figure D.1 afin d'avoir une meilleure compréhension des développements théoriques exposés par la suite.

On se propose ici de calculer analytiquement la puissance que l'on peut espérer obtenir à partir des différentes configurations. Ces calculs seront menés en considérant les conditions suivantes satisfaites :

- l'excitation est monochromatique
- le régime établi est atteint
- La tension redressée V_{DC} est considérée comme constante^{D.1}
- les chutes de tension aux bornes des composants discrets (diodes et commutateurs) sont négligeables devant la tension redressée V_{DC} et l'amplitude de la tension V aux bornes de l'insert piézoélectrique
- L'inversion est instantannée

D.1 Développement théorique à amplitude de vibration constante

Le cas d'une vibration constante représente les systèmes très peu couplés ou excités hors résonance. Dès lors, le *feedback* mécanique de l'extraction d'énergie est négligeable. Par conséquent, seule l'équation électrique de l'élément piézoélectrique rappelée en (D.1) est nécessaire.

$$I = \alpha \dot{u} - C_0 \dot{V} \quad (\text{D.1})$$

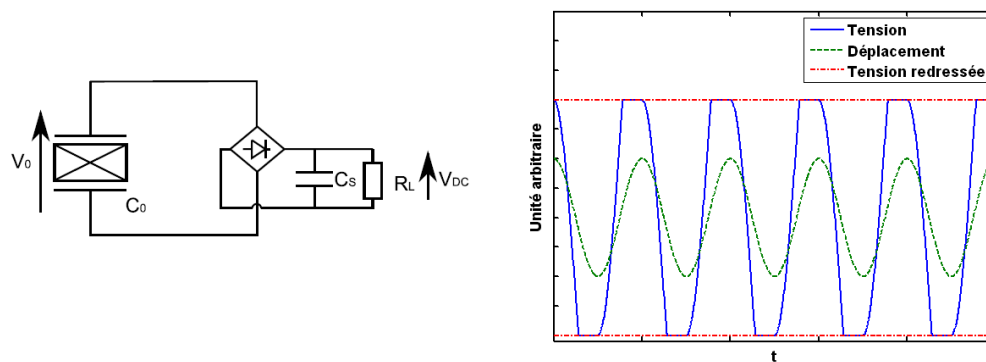
D.1.1 Technique standard

Dans le cas de la technique standard, on peut calculer l'énergie extraite par demi-cycle de vibration en considérant les conditions initiales à la fin du processus d'extraction précédent. En considérant que le processus précédent correspond à une tension négative, la valeur de la tension à la fin de la conduction conduit à l'équation (D.2) par intégration de (D.1), étant donné que l'élément piézoélectrique est alors en circuit ouvert (V est la tension de l'élément actif et u_M est donnée comme l'amplitude de déplacement en un point particulier). Par conséquent, la prochaine conduction intervient lorsque la tension de l'insert piézoélectrique V atteint $+V_{DC}$, ce qui survient pour un déplacement u_1 donné par la relation (D.3). L'énergie extraite pendant une conduction W_{stand} en fonction de la tension redressée V_{DC} est ainsi donnée par l'expression (D.4) à partir des relations (D.1) et (D.3), et en notant T_0 la période de vibration ($T_0 = 1/f_0$). Par conséquent la valeur de la puissance récupérée en fonction de la tension redressée conduit à l'expression (D.5), avec f_0 la fréquence de vibration^{D.2}.

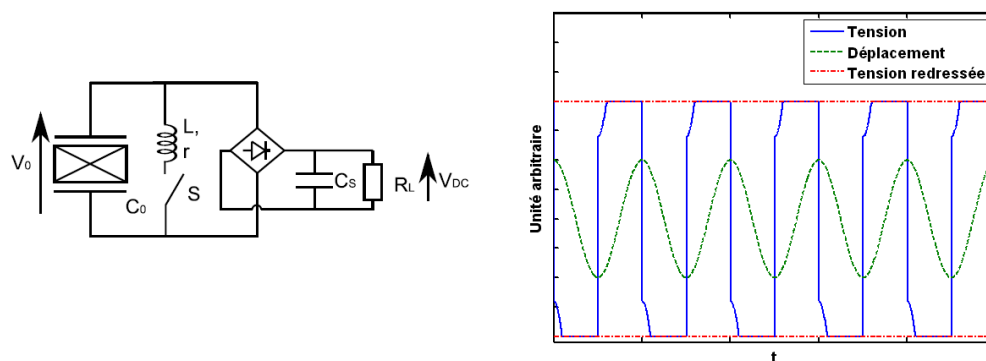
D.1. C'est-à-dire que la constante de temps définie par la capacité de stockage et la résistance de charge est très grande devant la demi-période de vibration.

D.2. Deux conductions surviennent sur une période de vibration.

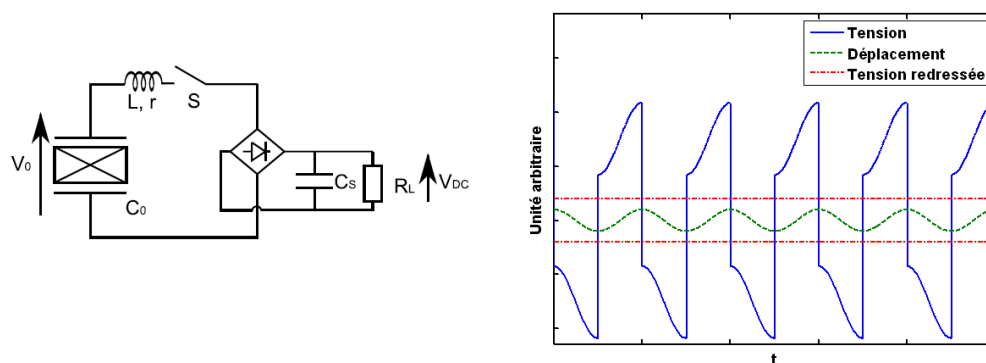
Annexe D : DÉVELOPPEMENTS THÉORIQUES DE LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE DANS LE CAS D'UNE EXCITATION HARMONIQUE



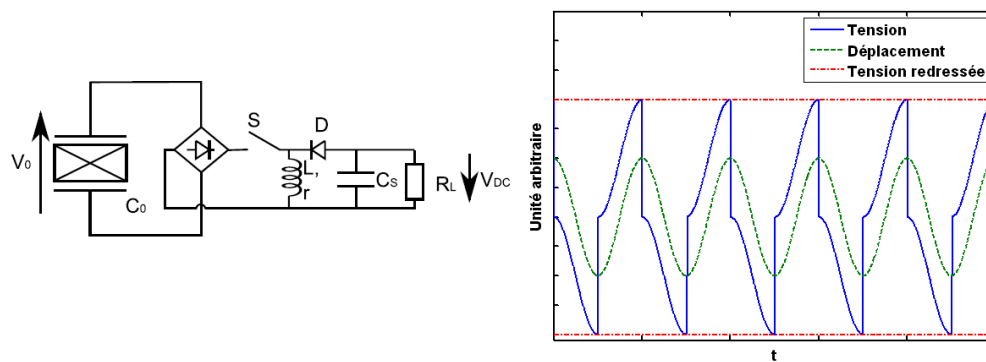
(a) Standard



(b) SSHI parallèle



(c) SSHI série



(d) SECE (version buck-boost)

Figure D.1 – Circuits de récupération d'énergie et formes d'ondes associées

$$V = \frac{\alpha}{C_0}u + K \text{ avec } K = \frac{\alpha}{C_0}u_M - V_{DC} \quad (\text{D.2})$$

$$u_1 = \frac{C_0}{\alpha}(V_{DC} - K) = 2\frac{C_0}{\alpha}V_{DC} - u_M \quad (\text{D.3})$$

$$\begin{aligned} W_{\text{standard}} &= \int_0^{T_0/2} V_{DC} I dt = \int_{u_1}^{u_M} \alpha V_{DC} du = \alpha V_{DC}(u_M - u_1) \\ &= 2V_{DC}(\alpha u_M - C_0 V_{DC}) \end{aligned} \quad (\text{D.4})$$

$$P_{\text{standard}} = 2f_0 W_{\text{standard}} = 4f_0 V_{DC}(\alpha u_M - C_0 V_{DC}) \quad (\text{D.5})$$

En notant R_L la résistance de charge, on a également la relation générale de la puissance en fonction de la charge (D.6). Par identification avec (D.5), l'expression de la tension V_{DC} donne donc (D.7), ce qui conduit à l'expression de la puissance délivrée par le microgénérateur en fonction de la charge (D.8)

$$P = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (\text{D.6})$$

$$V_{DC} = \frac{4\alpha f_0 R_L}{1 + 4f_0 R_L C_0} u_M \quad (\text{D.7})$$

$$P_{\text{standard}} = \frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{(1 + 4f_0 R_L C_0)^2} u_M^2 \quad (\text{D.8})$$

La puissance optimale est indifféremment obtenue par l'annulation de la dérivée en fonction de V_{DC} de l'expression (D.5) ou par l'annulation de la dérivée en fonction de R_L de l'expression (D.8), ce qui conduit aux conditions équivalentes (D.9). On obtient alors la puissance maximale que l'on peut espérer obtenir en utilisant la technique standard par la relation (D.10).

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{DC})_{opt} = \frac{\alpha}{2C_0} u_M \\ (R_L)_{opt} = \frac{1}{4f_0 C_0} \end{array} \right. \quad (\text{D.9})$$

$$(P_{\text{standard}})_{max} = \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2 \quad (\text{D.10})$$

D.1.2 Technique SSHI parallèle

Dans le cas de la technique SSHI parallèle, le fait de commuter change la constante d'intégration K de l'équation (D.2). Comme dans le cas de l'amortissement, on notera γ le coefficient d'inversion. On obtient alors la valeur de la constante d'intégration K selon l'expression (D.11) après une conduction sur tension négative, ce qui conduit à l'expression (D.12) du déplacement u_1 lors de l'initiation de la conduction positive, et par conséquent l'énergie récupérée lors d'une conduction s'exprime selon la relation (D.13). La puissance extraite en fonction de V_{DC} est ainsi donnée par l'expression (D.14).

$$K = \frac{\alpha}{C_0}u_M + \gamma V_{DC} \quad (\text{D.11})$$

$$u_1 = \frac{C_0}{\alpha}(V_{DC} - K) = (1 - \gamma)\frac{C_0}{\alpha}V_{DC} - u_M \quad (\text{D.12})$$

$$W_{\text{parallèle}} = \alpha V_{DC}(u_M - u_1) = V_{DC}(2\alpha u_M - (1 - \gamma)C_0 V_{DC}) \quad (\text{D.13})$$

$$P_{\text{parallèle}} = 2f_0 W_{\text{parallèle}} = 2f_0 V_{DC}(2\alpha u_M - (1 - \gamma)C_0 V_{DC}) \quad (\text{D.14})$$

L'équation (D.6) est toujours applicable ici, ce qui conduit à l'expression de la tension V_{DC} en fonction de la charge (D.15), et donc la puissance délivrée en fonction de la charge est donnée par la relation (D.16).

$$V_{DC} = \frac{4\alpha f_0 R_L}{1 + 2(1 - \gamma)f_0 R_L C_0} u_M \quad (\text{D.15})$$

$$P_{\text{parallèle}} = \frac{(4\alpha f_0)^2 R_L}{[1 + 2(1 - \gamma)f_0 R_L C_0]^2} u_M^2 \quad (\text{D.16})$$

En procédant de la même manière que précédemment, on obtient dans ce cas-ci les valeurs optimales de la tension redressée et de la charge selon la relation (D.17), ce qui conduit à une puissance délivrée maximale donnée par l'expression (D.18). Cette puissance est $2/(1 - \gamma)$ fois plus grande que celle obtenue avec la technique standard, ce qui pour des valeurs classique de γ , conduit à des gains de l'ordre de 10. Cette puissance maximale est par ailleurs obtenue pour des valeurs de tension redressée et de résistance plus grandes que dans le cas standard (également $2/(1 - \gamma)$ fois plus importantes).

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_{DC})_{opt} = \frac{\alpha}{(1 - \gamma)C_0} u_M \\ (R_L)_{opt} = \frac{1}{2(1 - \gamma)f_0 C_0} \end{array} \right. \quad (\text{D.17})$$

$$(P_{\text{parallèle}})_{max} = \frac{2}{1 - \gamma} \frac{\alpha^2}{C_0} f_0 u_M^2 \quad (\text{D.18})$$

D.1.3 Technique SSHI série

La façon de procéder dans la technique SSHI série est assez différente des deux cas précédents. Le transfert d'énergie se fait de manière pulsée lors de l'inversion (le déplacement est donc constant lors de la conduction). L'énergie extraite pour chaque processus est donnée par l'expression (D.19) en considérant une conduction sur un maximum de déplacement (t_i est la durée temporelle de l'inversion), et dépend des tensions avant et après inversion, dont les valeurs absolues sont respectivement notées V_M et V_m . Ces valeurs de tension sont obtenues en considérant les conditions données en (D.20). La première condition s'obtient en considérant le processus d'inversion, alors que la seconde résulte du fait que l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert

entre deux conceptions. La résolution des équations données par (D.20) conduit à l'expression des tensions V_M et V_m (D.21).

$$\begin{aligned} W_{\text{série}} &= \int_0^{t_i} V_{DC} I dt = V_{DC} \int_{V_M}^{-V_m} -C_0 dV \\ &= C_0 V_{DC} (V_M + V_m) \end{aligned} \quad (\text{D.19})$$

$$\begin{cases} V_m + V_{DC} = \gamma(V_M - V_{DC}) \\ V_M - V_m = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \end{cases} \quad (\text{D.20})$$

$$\begin{cases} V_M = \frac{1}{1-\gamma} \left(2 \frac{\alpha}{C_0} u_M - (1+\gamma)V_{DC} \right) \\ V_m = \frac{1}{1-\gamma} \left(2\gamma \frac{\alpha}{C_0} u_M - (1+\gamma)V_{DC} \right) \end{cases} \quad (\text{D.21})$$

En injectant les solutions de V_M et V_m dans l'expression de l'énergie extraite (D.19), on obtient alors la valeur de cette énergie qui est donnée par (D.22), et qui conduit à l'expression de la puissance en fonction de V_{DC} (D.23). On voit que cette expression est égale à l'énergie récupérée par la technique standard en fonction de V_{DC} , multipliée par un facteur $(1+\gamma)/(1-\gamma)$.

$$W_{\text{série}} = 2 \frac{1+\gamma}{1-\gamma} V_{DC} (\alpha u_M - C_0 V_{DC}) \quad (\text{D.22})$$

$$P_{\text{série}} = 2 f_0 W_{\text{série}} = 4 \frac{1+\gamma}{1-\gamma} f_0 V_{DC} (\alpha u_M - C_0 V_{DC}) \quad (\text{D.23})$$

L'expression de la tension en fonction de la charge s'obtient de la même manière que précédemment et conduit à l'expression de la tension redressée (D.24), et donc la puissance récupérée en fonction de la charge est donnée par la relation (D.25).

$$V_{DC} = \frac{4(1+\gamma)\alpha f_0 R_L}{(1-\gamma) + 4(1+\gamma)f_0 R_L C_0} u_M \quad (\text{D.24})$$

$$P_{\text{série}} = \frac{[4(1+\gamma)\alpha f_0]^2 R_L}{[(1-\gamma) + 4(1+\gamma)f_0 R_L C_0]^2} u_M^2 \quad (\text{D.25})$$

La puissance récupérée maximale est obtenue pour les valeurs de tension et de résistance données en (D.26) selon que l'on considère l'expression (D.23) ou la relation (D.25). Sous l'une de ces conditions (équivalentes), la puissance extraite par la technique SSHI série est donc donnée par l'expression (D.27), qui est $(1+\gamma)/(1-\gamma)$ fois plus importante que celle obtenue en standard, ce qui correspond à un gain d'approximativement 8 pour des valeurs standards du coefficient d'inversion γ .

$$\begin{cases} (V_{DC})_{opt} = \frac{\alpha}{2C_0} u_M \\ (R_L)_{opt} = \frac{1}{4f_0 C_0} \frac{1-\gamma}{1+\gamma} \end{cases} \quad (\text{D.26})$$

$$(P_{\text{série}})_{\text{max}} = \frac{1 + \gamma \alpha^2}{1 - \gamma C_0} f_0 u_M^2 \quad (\text{D.27})$$

En utilisant la technique SSHI série, on remarque que la résistance optimale est plus faible que celle dans le cas standard, alors que la tension optimale reste inchangée (toujours par rapport à celle dans le cas standard). On pourra également noter que le taux d'ondulation sur la charge du SSHI série est plus important qu'avec la technique standard ou SSHI parallèle, du fait de la nature pulsée de la conduction (le temps pendant lequel la capacité de stockage n'est pas chargée est d'une demi-période de vibration, alors que ce temps est d'au plus une demi-période^{D.3} pour les techniques standard et SSHI parallèle).

D.1.4 Technique SECE

Dans la technique SECE, l'énergie extraite par cycle correspond à l'énergie électrostatique disponible sur l'élément piézoélectrique, qui est égale à (D.28), avec V_M la tension à l'instant de commutation. Du fait des pertes dans le convertisseur SECE, l'énergie récupérée par commutation est donnée par (D.29), avec γ_C le rendement du convertisseur (considéré comme constant). Le calcul complet de ce rendement est mené dans l'annexe E, et est très proche du coefficient d'inversion γ dans le cas d'une architecture SECE buck-boost.

$$(W_{\text{électrostatique}})_{\text{max}} = \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \quad (\text{D.28})$$

$$(W_{\text{SECE}})_{\text{max}} = \gamma_C \frac{1}{2} C_0 V_M^2 \quad (\text{D.29})$$

Le calcul de la tension V_M se fait en considérant que la tension de l'élément piézoélectrique est ramenée à zéro lorsque que le déplacement est minimal ou maximal. L'insert piézoélectrique étant alors en circuit ouvert jusqu'au prochain extremum de tension, V_M s'exprime donc selon la relation (D.30). L'expression de l'énergie récupérée par commutation est alors donnée par (D.31), et l'on déduit donc la puissance récupérée par le SECE dont la valeur est donnée par la relation (D.32). Ces deux grandeurs sont indépendantes de la tension redressée et de la charge, et $4\gamma_C$ fois plus importantes que l'énergie ou la puissance maximale récupérée avec la technique standard.

$$V_M = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \quad (\text{D.30})$$

$$W_{\text{SECE}} = 2\gamma_C \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (\text{D.31})$$

$$P_{\text{SECE}} = 4f_0\gamma_C \frac{\alpha^2}{C_0} u_M^2 \quad (\text{D.32})$$

D.3. Un quart de période lorsque la charge est adaptée.

Dans le cas du SECE, le taux d'ondulation est *à priori* indépendant des paramètres de l'élément actif, mais dépend fortement de l'inductance du convertisseur.

D.1.5 Représentation graphique et Comparaison

Les différentes puissances récupérées normalisées par rapport à la puissance maximale de la technique standard sont représentées dans le Figure D.2. Cette Figure montre bien les capacités des techniques SSHI, dont les puissances maximales s'obtiennent sur des résistances de charges réparties autour de la charge optimale en standard. Le SECE, quant à lui, bien que présentant un gain en puissance plus faible, permet de récupérer l'énergie quelle que soit la charge connectée au microgénérateur.

D.2 Développement théorique à amplitude d'excitation constante

Les expressions précédentes de la puissance ne peuvent être rigoureusement comparées que si l'amplitude de vibration u_M est identique. Cependant, pour des structures fortement couplées et/ou excitées à leur fréquence de résonance, l'extraction d'énergie conduit d'un point de vue mécanique à un amortissement des vibrations. Par conséquent, les performances des différentes techniques ne peuvent plus être confrontées les unes aux autres scrupuleusement. Afin de prendre en compte cet effet d'amortissement, on se propose ici d'exprimer la puissance de sortie des microgénérateurs implémentant les techniques proposées en fonction de l'amplitude F_M de la force d'excitation.

Cependant, dans le cas de la prise en compte de l'amortissement, le jeu complet

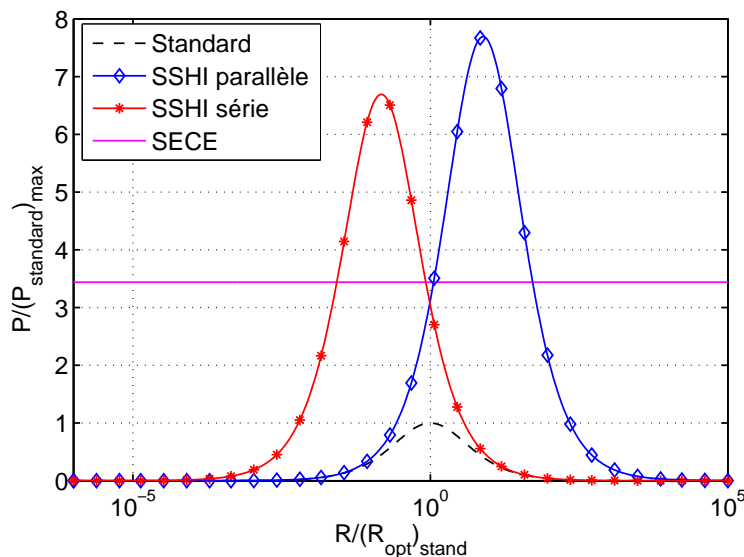


Figure D.2 – Puissances récupérées dans le cas de vibrations d'amplitude constante (normalisées par rapport à la puissance maximale de la technique standard - $\gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

d'équations électromécaniques rappelé en (D.33) doit être considéré. On considèrera par ailleurs que la structure est faiblement amortie et excitée à sa fréquence de résonance f_{res} ^{D.4}; par conséquent force et vitesse sont en phase.

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_E u = F - \alpha V \\ I = \alpha\dot{u} - C_0\dot{V} \end{cases} \quad (\text{D.33})$$

D.2.1 Technique standard

À la résonance, les pertes visqueuses et induites par le processus d'extraction d'énergie sont calculées à partir du bilan énergétique sur une demi-période donné par la relation (D.34), et qui conduit à l'expression de l'amplitude de déplacement (D.35). La puissance extraite peut donc s'exprimer à partir de cette relation et de l'expression (D.8), ce qui conduit à la valeur de la puissance extraite (D.36). La puissance maximale récupérée est obtenue par annulation de la dérivée de l'expression qui donne la résistance optimale, et qui conduit à l'expression (D.37) en fonction du produit $k^2 Q_M$ dont la relation est rappelée par (D.38).

$$\int_0^{T_0/2} F\dot{u}dt = C \int_0^{T_0/2} \dot{u}dt + \frac{V_{DC}^2 T_0}{R_L} \quad (\text{D.34})$$

$$(u_M)_{\text{standard}} = \frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 f_{res} R_L}{\pi(1+4f_{res} R_L C_0)^2}} \quad (\text{D.35})$$

$$P_{\text{standard}} = \frac{(4\alpha f_{res})^2 R_L}{(1 + 4f_{res} R_L C_0)^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 f_{res} R_L}{\pi(1+4f_{res} R_L C_0)^2}} \right)^2 \quad (\text{D.36})$$

$$\begin{cases} (P_{\text{standard}})_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_M}{(\pi + k^2 Q_M)^2} \frac{\pi F_M^2}{2 C} & \text{pour } k^2 Q_M \leq \pi \\ (P_{\text{standard}})_{\text{max}} = \frac{F_M^2}{8C} & \text{pour } k^2 Q_M \geq \pi \end{cases} \quad (\text{D.37})$$

$$k^2 Q_M = \frac{\alpha^2}{2\pi f_{res} C C_0} \quad (\text{D.38})$$

D.2.2 Technique SSHI parallèle

Dans la technique SSHI parallèle, il est également nécessaire de prendre en compte les pertes occasionnées dans la branche de commutation, conduisant au bilan énergétique (D.39) sur une demi-période. L'expression du déplacement se déduit alors de ce bilan et donne la relation (D.40). L'expression de la puissance récupérée devient donc (D.41) à partir des relations (D.16) et (D.40). Dans le cas de la technique SSHI parallèle, on peut approcher de manière semi-analytique la résistance optimale, conduisant à la puissance maximale récupérée (D.42).

D.4. légèrement différente selon les techniques

$$\int_0^{T_0/2} F \dot{u} dt = C \int_0^{T_0/2} \dot{u} dt + \frac{V_{DC}^2 T_0}{R_L} + \frac{1}{2} C_0 (1 - \gamma^2) V_{DC}^2 \quad (D.39)$$

$$(u_M)_{\text{parallèle}} = \frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 R_L f_{res} (f_{res} R_L C_0 (1-\gamma^2) + 1)}{\pi [1+2f_{res} R_L C_0 (1-\gamma)]^2}} \quad (D.40)$$

$$P_{\text{parallèle}} = \frac{(4\alpha f_{res})^2 R_L}{[1 + 2(1 - \gamma) f_{res} R_L C_0]^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{16\alpha^2 R_L f_{res} (f_{res} R_L C_0 (1-\gamma^2) + 1)}{\pi [1+2f_{res} R_L C_0 (1-\gamma)]^2}} \right)^2 \quad (D.41)$$

$$(P_{\text{parallèle}})_{\text{max}} \approx \frac{k^2 Q_M}{\pi(1 - \gamma) + 8k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C} \quad (D.42)$$

D.2.3 Technique SSHI série

Da manière similaire à la technique SSHI parallèle, on peut exprimer l'amplitude du déplacement à partir du bilan énergétique sur une demi-période de la technique SSHI série ([Bad05]). Cependant en remarquant que le SSHI série est équivalent à la technique de contrôle vibratoire SSDV avec une tension V_S de signe opposée et égale à $-V_{DC}$, on obtient directement l'expression du déplacement (D.43). On obtient donc l'expression de la puissance récupérée en fonction de l'amplitude d'excitation par (D.44). Une analyse semi-analytique permet d'obtenir la puissance maximale, donnée par la relation (D.45), qui peut être récupérée en fonction du produit $k^2 Q_M$.

$$(u_M)_{\text{série}} = \frac{F_M + \alpha \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} V_{DC}}{2\pi C f_{res} + \frac{4}{\pi} \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} \alpha^2} \quad (D.43)$$

$$= \frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4\alpha^2(1 + \gamma)}{\pi C_0 [(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma) f_{res} R_L C_0]}}$$

$$P_{\text{série}} = \frac{[4(1 + \gamma)\alpha f_{res}]^2 R_L}{[(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma) f_{res} R_L C_0]^2} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{res} + \frac{4\alpha^2(1 + \gamma)}{\pi C_0 [(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma) f_{res} R_L C_0]}} \right)^2 \quad (D.44)$$

$$(P_{\text{série}})_{\text{max}} = \frac{k^2 Q_M}{2\pi \frac{1-\gamma}{1+\gamma} + 8k^2 Q_M} \frac{F_M^2}{C} \quad (D.45)$$

D.2.4 Technique SECE

De manière analogue au SSHI série, le SECE correspond d'un point de vue purement mécanique à un amortissement par technique SSDS, qui conduit donc

directement à l'expression du déplacement (D.46). La puissance récupérée est ainsi donnée par la relation (D.47), qui s'exprime en fonction du facteur k^2Q_M selon (D.48).

$$(u_M)_{\text{SECE}} = \frac{F_M}{2\pi C f_{\text{res}} + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0}} \quad (\text{D.46})$$

$$P_{\text{SECE}} = 4f_{\text{res}}\gamma_C \frac{\alpha^2}{C_0} \left(\frac{F_M}{2\pi C f_{\text{res}} + \frac{4}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0}} \right)^2 \quad (\text{D.47})$$

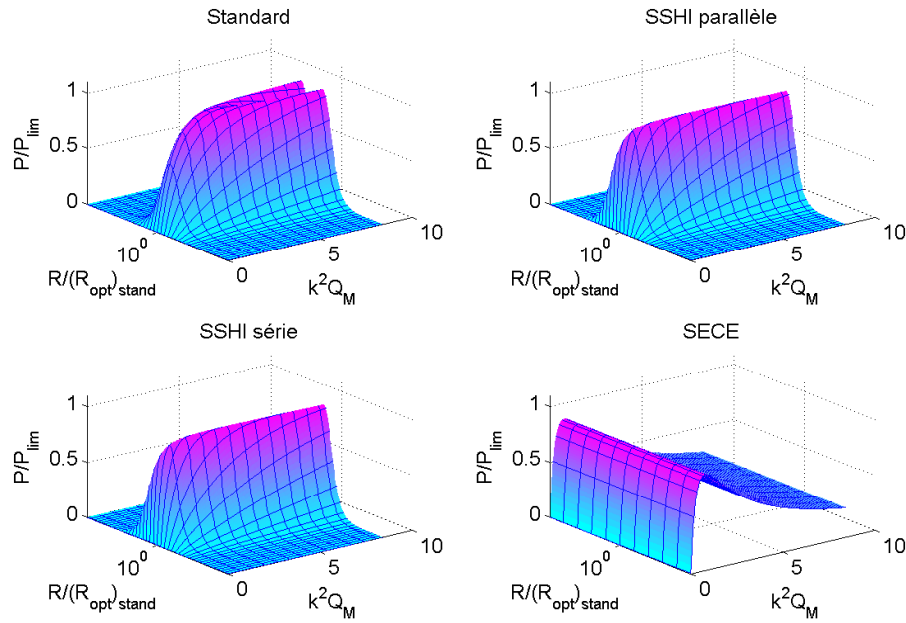
$$(u_M)_{\text{SECE}} = \gamma_C \frac{2}{\pi} \frac{k^2Q_M}{\left(1 + \frac{4}{\pi}k^2Q_M\right)^2} \frac{F_M^2}{C} \quad (\text{D.48})$$

D.2.5 Représentation graphique et Comparaison

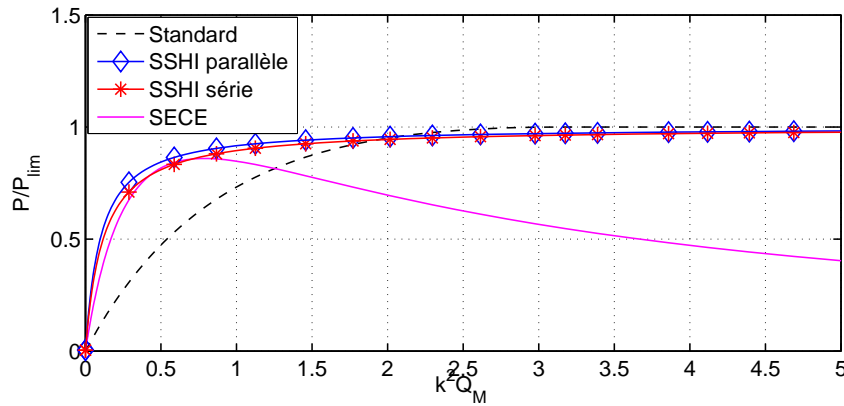
Les puissances récupérées en fonction de la résistance de charge R_L et du produit k^2Q_M du coefficient de couplage global au carré par le facteur de qualité mécanique sont représentées dans la Figure D.3a et les puissances maximales en fonction de k^2Q_M dans la Figure D.3b. Ces puissances sont normalisées par rapport à la puissance limite P_{lim} définie par l'expression (D.49), et les résistances sont normalisées par rapport à la résistance optimale à amplitude de vibration constante dans le cas standard. Cette Figure montre que toutes les techniques sont limitées à une puissance limite P_{limite} . De plus, la technique SECE n'atteint pas cette limite du fait des pertes dans le convertisseur (la puissance maximale du SECE est donnée par $(P_{\text{SECE}})_{\text{max}} = \gamma_C \frac{F_M^2}{8C}$). Cependant cette technique récupère l'énergie très rapidement en fonction de k^2Q_M , avant d'atteindre un maximum et de décroître jusqu'à zéro. Les techniques SSHI sont très proches l'une de l'autre et permettent aussi une récupération rapide, mais leur intérêt est très limité pour de grandes valeurs de k^2Q_M (complexité accrue et gain négligeable^{D.5}).

$$P_{\text{limite}} = \frac{F_M^2}{8C} \quad (\text{D.49})$$

D.5. À partir d'une certaine valeur de k^2Q_M , la technique standard récupère même un peu plus que les techniques SSHI.



(a) Puissances en fonction de $k^2 Q_M$ et de R_L



(b) Puissances maximales en fonction de $k^2 Q_M$

Figure D.3 – Puissances récupérées dans le cas d'une excitation d'amplitude constante à la fréquence de résonance (normalisées en abscisses par rapport à la résistance optimale à amplitude de vibration constante $(R_{opt})_{stand}$ dans le cas standard et en ordonnées par rapport à la puissance limite $P_{limite} = (F_M^2)/(8C) - \gamma = 0.74$ et $\gamma_C = 0.86$)

Annexe E

Prise en Compte des Pertes du SECE

Dans cette annexe nous exposerons les mécanismes qui interviennent lors de la récupération d'énergie par technique SECE implémentant une interface de convertisseur buck-boost (mixte).

Ainsi les différents transferts énergétiques et pertes seront étudiés afin d'établir précisément les expressions de puissances qui peuvent être récupérées (une telle analyse n'a jamais été explicitement définie auparavant). Il sera ainsi démontré que les hypothèses menant à une énergie récupérée indépendante de la charge ne sont pas toujours respectées, surtout pour des valeurs extrêmes de résistances, menant à des puissances moindres pour de telles valeurs, ainsi que relevé expérimentalement dans de nombreuses publications ([Bad05, LBRG05, LBRG07]).

On se propose ici de quantifier les pertes intervenant lors de la récupération d'énergie par technique SECE implémentant une architecture buck-boost ; une telle analyse n'ayant jamais été explicitement définie auparavant. Afin de pouvoir correctement étudier les différents mécanismes qui conduisent aux pertes du SECE, nous classerons ces pertes en trois catégories :

Les pertes constantes du convertisseur, considérant l'hypothèse de faible tension sur la résistance série.

Les pertes pour des charges faibles, où la tension aux bornes de la résistance série n'est plus négligeable (on considérera que ces pertes s'ajoutent aux précédentes).

Les pertes pour des charges importantes, où la résistance parasite de la capacité de lissage/stockage interfère avec la valeur effective de la charge.

De plus, on considérera que le courant inverse et le temps de recouvrement inverse de la diode sont négligeables.

On rappelle l'architecture SECE considérée dans la Figure E.1 ainsi que son mode opératoire représenté dans la Figure E.2.

E.1 Pertes constantes du convertisseur

On s'intéressera ici au fonctionnement "normal" du convertisseur (c'est-à-dire pour des valeurs classiques de résistances de charge) afin de mettre en place l'expression du rendement γ_C . On pourra noter que cette analyse est très similaire à celle menée pour la seconde commutation du DSSH présentée dans le Paragraphe 3.5 du chapitre 3.

Dans un premier temps, lorsque la tension piézoélectrique atteint un maximum ou un minimum, l'élément actif est connecté à l'inductance L (avec une résistance série r) comme illustré dans la Figure E.2b. Par conséquent, l'équation régissant la charge q_0 sur l'élément piézoélectrique est donnée par (E.1). En notant V_0 la tension sur l'insert au moment de la commutation, on obtient alors l'expression du courant \dot{q}_0 (E.2), avec ω_{sw} et ξ_{sw} la pulsation d'oscillation naturelle et l'amortissement du circuit d'inversion respectivement, définis selon (E.3).

$$L\ddot{q}_0 + r\dot{q}_0 + \frac{q_0}{C_0} = 0 \quad (\text{E.1})$$

$$\dot{q}_0 = C_0 V_0 \frac{\omega_{sw}}{\sqrt{1 - \xi_{sw}^2}} e^{-\omega_{sw} \xi_{sw} t} \sin\left(\omega_{sw} \sqrt{1 - \xi_{sw}^2} t\right) \quad (\text{E.2})$$

$$\begin{cases} \omega_{sw} = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \\ \xi_{sw} = \frac{1}{2} r \sqrt{\frac{C_0}{L}} \end{cases} \quad (\text{E.3})$$

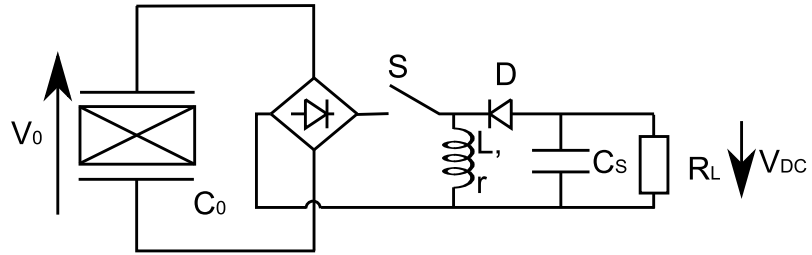
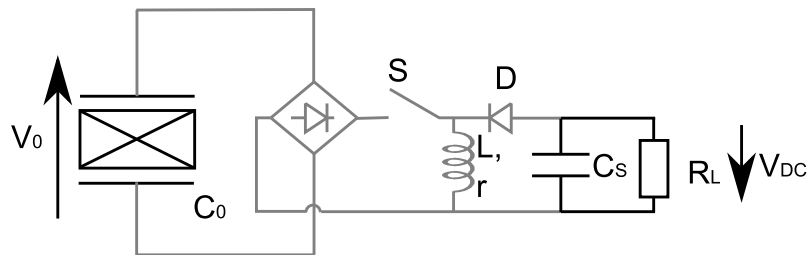
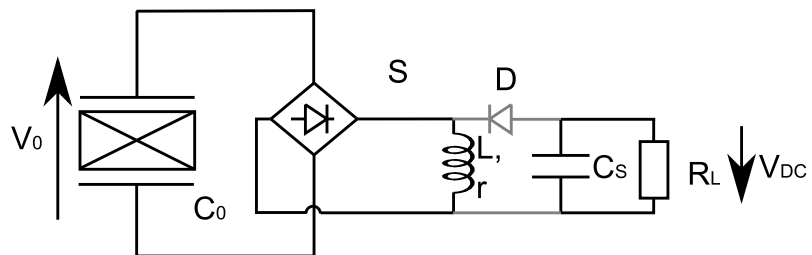


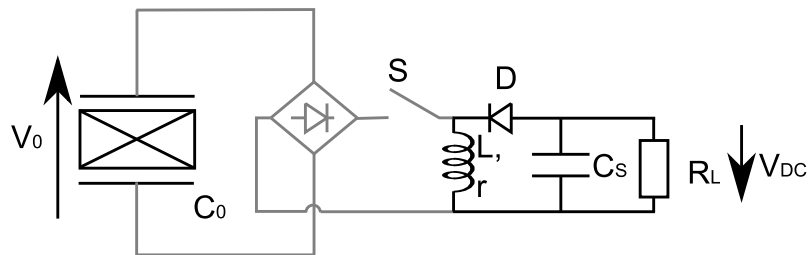
Figure E.1 – Architecture SECE avec convertisseur buck-boost



(a) Élément piézoélectrique en circuit ouvert



(b) Transfert (sur un extremum de tension) de l'énergie électrostatique du matériau piézoélectrique vers l'inductance



(c) Transfert de l'énergie magnétique de l'inductance vers la capacité de stockage/lissage

Figure E.2 – Étapes de la récupération SECE

Après le transfert (un quart de pseudo-période t_T défini selon l'équation (E.4) correspondant au courant maximal dans l'inductance), le courant $(\dot{q}_0)_{fin}$ est égal à la relation (E.5) en considérant $\xi_{sw} \ll 1$.

$$t_T = \frac{1}{\omega_{sw}\sqrt{1-\xi_{sw}^2}} \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\xi_{sw}^2}}{\xi_{sw}}\right) \quad (\text{E.4})$$

$$(\dot{q}_0)_{fin} \approx C_0 V_0 \omega_0 e^{-\xi_{sw}\pi/2} \approx \sqrt{\frac{C_0}{L}} V_0 e^{-\xi_{sw}\pi/2} \quad (\text{E.5})$$

La seconde phase consistant à transférer l'énergie magnétique $L(\dot{q}_0)_{fin}^2$ à la capacité de stockage est alors activée (Figure E.2c). En considérant la tension V_{DC} aux bornes de la charge comme constante, on se retrouve alors avec un circuit du premier ordre rL répondant à l'équation (E.6), avec \dot{q}_L le courant dans l'inductance. La résolution de cette équation conduit ainsi à l'expression de ce courant selon (E.7).

$$\ddot{q}_L L + r\dot{q}_L = -V_{DC} \text{ avec } (\dot{q}_L)_{\text{initial}} = (\dot{q}_0)_{fin} \quad (\text{E.6})$$

$$\dot{q}_L = (\dot{q}_0)_{fin} - \left((\dot{q}_0)_{fin} + \frac{V_{DC}}{r} \right) \left(1 - e^{-\frac{r}{L}t} \right) \quad (\text{E.7})$$

La fin de la seconde commutation correspond à l'annulation du courant \dot{q}_L , ce qui conduit à un temps de conduction t_C défini selon (E.8). Par conséquent le nombre de charges Δq_L ayant circulées pendant cette deuxième phase est donné par la relation (E.9). Dans cette expression, les pertes correspondent au second terme du membre de droite. En considérant que la chute de tension $r(\dot{q}_0)_{fin}$ est très petite devant V_{DC} on obtient alors, par un développement limité au second ordre du logarithme népérien, l'expression approchée de Δq_L donnée par (E.10). L'énergie récupérée par cycle W_{cycle} sur la capacité de stockage est alors donnée par l'expression (E.11), en utilisant les relations (E.5) et (E.10). L'énergie extraite de l'élément piézoélectrique étant égale à $C_0 V_0^2/2$, le rendement γ_C du convertisseur est alors égal à l'expression (E.12), qui peut s'exprimer en fonction du facteur de qualité électrique Q_i du circuit rLC_0 correspondant à la première commutation selon la relation (E.13). On voit dès lors à partir de cette relation que l'expression de γ_C est identique à celle du facteur d'inversion γ pour des paramètres r , L et C_0 équivalents.

$$t_C = \frac{L}{r} \ln\left(1 + \frac{r(\dot{q}_0)_{fin}}{V_{DC}}\right) \quad (\text{E.8})$$

$$\Delta q_L = \frac{L}{r} (\dot{q}_0)_{fin} - \frac{V_{DC}L}{r^2} \ln\left(1 + \frac{r(\dot{q}_0)_{fin}}{V_{DC}}\right) \quad (\text{E.9})$$

$$\Delta q_L \approx \frac{1}{2} \frac{L}{V_{DC}} \left((\dot{q}_0)_{fin} \right)^2 \quad (\text{E.10})$$

$$W_{\text{cycle}} = \int_0^{t_C} V_{DC} \dot{q}_L dt = V_{DC} \Delta q_L \approx \frac{1}{2} e^{\xi_{sw}\pi} C_0 V_0^2 \quad (\text{E.11})$$

$$\gamma_C = e^{\xi_{sw}\pi} \quad (\text{E.12})$$

$$\gamma_C = e^{\frac{\pi}{2Q_i}} \text{ avec } Q_i = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (\text{E.13})$$

E.2 Pertes pour des charges faibles

Lorsque le microgénérateur SECE est connecté à une charge R_L de faible valeur, le courant \dot{q}_L circulant dans le convertisseur lors de la deuxième phase devient assez important. Par conséquent les pertes Joule dans la résistance r ne deviennent plus négligeables. En considérant le courant \dot{q}_L linéaire (la constante de temps L/r étant faible, on peut approcher le courant selon la relation (E.14)), on obtient la valeur efficace de \dot{q}_L selon l'expression (E.15), avec T_0 la période de vibration^{E.1}. En remarquant que ce courant vaut également V_{DC}/R_L , on obtient alors l'expression des pertes Joule P_j (E.16). En utilisant l'expression (E.5) de $(\dot{q}_0)_{fin}$, on obtient alors la relation (E.17) donnant ces pertes.

$$(\dot{q}_L) \approx (\dot{q}_0)_{fin} - \frac{V_{DC}}{L} t \quad (\text{E.14})$$

$$(\dot{q}_L)_{eff} = 2 \frac{L (\dot{q}_0)_{fin}^2}{T_0 V_{DC}} \quad (\text{E.15})$$

$$P_j = r (\dot{q}_L)_{eff}^2 = \frac{2rL (\dot{q}_0)_{fin}^2}{T_0 R_L} \quad (\text{E.16})$$

$$P_j = \frac{2}{T_0} \frac{r}{R_L} C_0 V_0^2 e^{-\pi/Q_i} \quad (\text{E.17})$$

E.3 Pertes pour des charges importantes

Lorsque le microgénérateur débite sur une charge relativement élevée, la résistance parasite modélisant les pertes diélectriques de la capacité de stockage (en parallèle) ne peut plus être négligée^{E.2}. En notant R_P cette résistance parasite, la puissance perdue P_p dans cette résistance s'exprime alors selon la relation (E.18), avec P_r la puissance normalement récupérée sur des charges modérées (c'est-à-dire bien inférieures à R_P).

$$P_p = \frac{R_L}{R_P + R_L} P_r \quad (\text{E.18})$$

E.1. On rappelle que deux conductions interviennent par période.

E.2. Cela est également le cas pour les techniques standard et SSHI, mais les puissances récupérées sont alors généralement trop faibles dans ces cas-là pour avoir une variation significative par rapport à la puissance récupérée maximale.

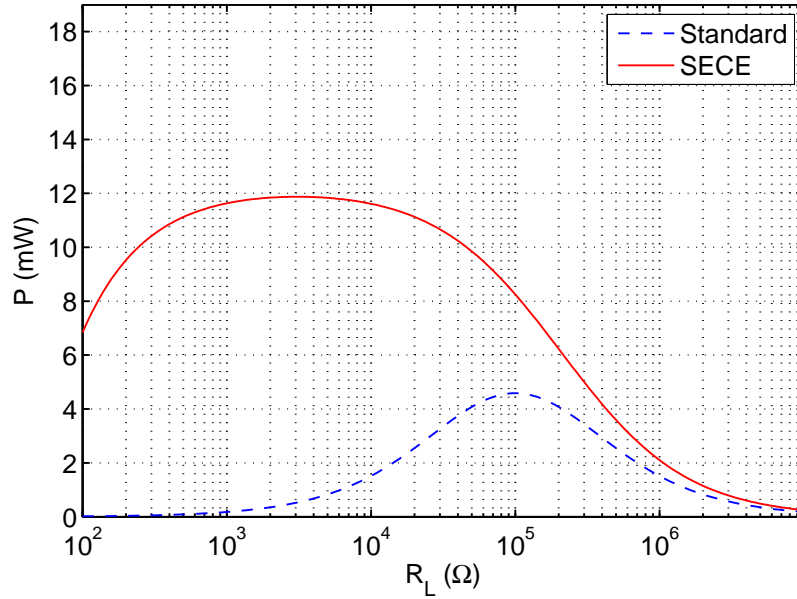
E.4 Comparaison avec des résultats expérimentaux

On se propose ici de modéliser le comportement du SECE en prenant en compte toutes les pertes. On se basera sur les résultats publiés dans [LBRG05]^{E.3}. En se plaçant à amplitude de vibration u_M constante, la tension avant commutation V_0 s'exprime par (E.19) lors de l'utilisation du SECE.

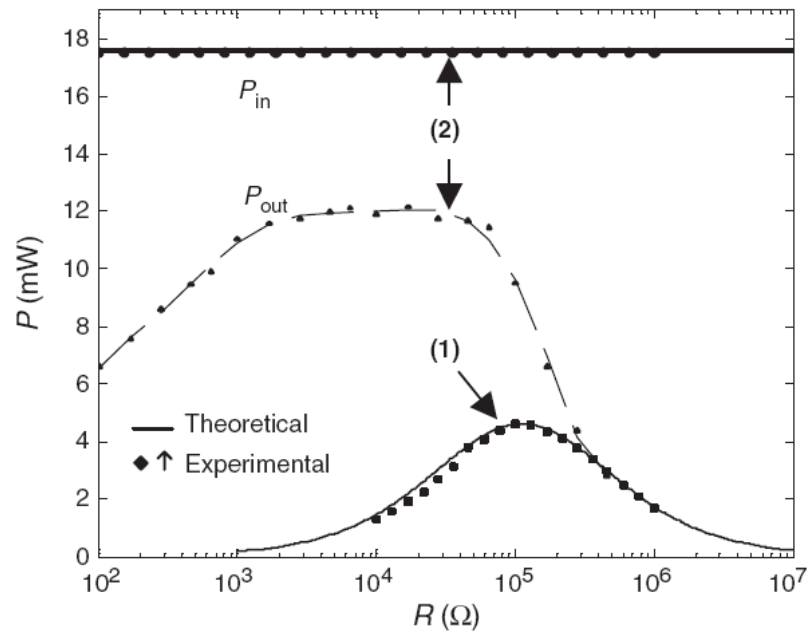
$$V_0 = 2 \frac{\alpha}{C_0} u_M \quad (\text{E.19})$$

Les résultats sont présentés dans la Figure E.3. Malgré quelques petites différences, la courbe théorique est fidèle à la forme obtenue expérimentalement. Particulièrement, il semble que des pertes supplémentaires interviennent pour de fortes valeurs de résistances de charge. Ceci peut éventuellement s'expliquer par l'architecture différente (flyback, comme aucun résultat avec une structure buck-boost n'a été publié). De plus, alors que les pertes sur de faibles charges sont théoriquement quadratiques, il semble qu'expérimentalement ces pertes évoluent linéairement.

E.3. Dans cet article une architecture flyback est utilisée, mais on considèrera que les pertes sont analogues.



(a) Courbes théoriques (valeurs interpolées)



(b) Courbes expérimentales (de [LBRG05]) : (1) Standard (2) SECE : puissance extraite (courbe pleine) et puissance récupérée (pointillés)

Figure E.3 – Comparaison entre les résultats expérimentaux tirés de [LBRG05] et les prévisions théoriques de la puissance récupérée par le SECE

Annexe F

Récupération Non-Linéaire à partir de l'Effet Magnétique

Les principes des techniques non-linéaires de récupération d'énergie sont indépendants du type d'actuateur. Il est ainsi possible par transformations duales de transposer la récupération par techniques SSHI ou SECE aux systèmes magnétiques, de manière analogue au contrôle de vibrations comme exposé dans [LMR⁺08].

Cette annexe propose ainsi, suivant une volonté d'unification des lois physiques, l'amélioration de la récupération d'énergie magnétique par technique non-linéaire. Les développements théoriques, étant identiques à ceux précédemment exposés dans le cas de la conversion piézoélectrique et pyroélectrique, ne seront pas explicités. On s'attardera plutôt sur les transformations duales permettant ce type de récupération (validées par simulation), ainsi qu'aux différences auxquelles on peut s'attendre dans le cas magnétique. On pourra noter que seuls les systèmes vibratoires seront envisagés (l'extension aux systèmes thermiques étant immédiate comme montré dans le paragraphe 3.2).

F.1 Transformations duales de la récupération d'énergie par effet piézoélectrique

Le passage d'un système piézoélectrique à un système magnétique se fait par quatre transformations duales d'un point de vue électrique :

- les **tensions** deviennent des **courants**, et réciproquement
- les **capacités** deviennent des **inductances** et les **résistances** des **conductances**, et réciproquement
- les éléments en **série** deviennent des éléments en **parallèle**, et réciproquement
- les états **normalement ouverts** deviennent des états **normalement fermés**, et réciproquement (les court-circuits deviennent notamment des circuits ouverts et vice-versa)

D'autres transformations duales interviennent d'un point de vue mécanique (par exemple les éléments piézoélectriques sont sensibles à la déformation alors que les éléments magnétiques dépendent de la vitesse^{F.1}). Cependant le paramètre électromécanique du facteur de force reste inchangé.

On obtient ainsi la transposition du jeu d'équations électromécaniques avec un système magnétique exprimé selon la relation (F.1), avec \mathcal{A} le facteur de force magnétique et L_0 l'inductance de l'actuateur (on pourra également noter que la raideur en circuit ouvert K_D est inférieure à la raideur en court-circuit K_E ; on a $K_E = K_D + \mathcal{A}^2/L_0$).

$$\begin{cases} M\ddot{u} + C\dot{u} + K_D u = F - \mathcal{A}I \\ V = \mathcal{A}\dot{u} - L_0\dot{I} \end{cases} \quad (\text{F.1})$$

Le système de commutation subit également les changements précédemment décrits (Tableau F.1). La dénomination SSHI serait plutôt SSHC (*Synchronized Switch Harvesting on Capacitor*) dans le cas magnétique, et la technique SECE devient SMCE (*Synchronous Magnetic Current Extraction*). On pourra noter que l'étage de redressement n'est pas transformé (il n'existe pas d'équivalent dual du redresseur). On utilisera également une inductance comme élément de stockage avec la résistance de charge R_L (ou conductance $1/R_L$) en série; cependant une capacité étant dans la pratique plus intéressante, il conviendrait d'ajouter un convertisseur, mais cela est en dehors du sujet concerné par cette partie.

F.2 Transposition des expressions de l'énergie récupérée

L'obtention des différentes expressions de puissances récupérées par les techniques non-linéaires sur éléments magnétiques se fait de manière tout à fait similaire au cas piézoélectrique. Il suffit de remplacer le facteur de force piézoélectrique α par le facteur de force magnétique \mathcal{A} , la capacité bloquée C_0 par l'inductance L_0 , la résistance de charge R_L par la conductance de charge $1/R_L$, et la tension de sortie

F.1. d'où un placement différent sur une structure

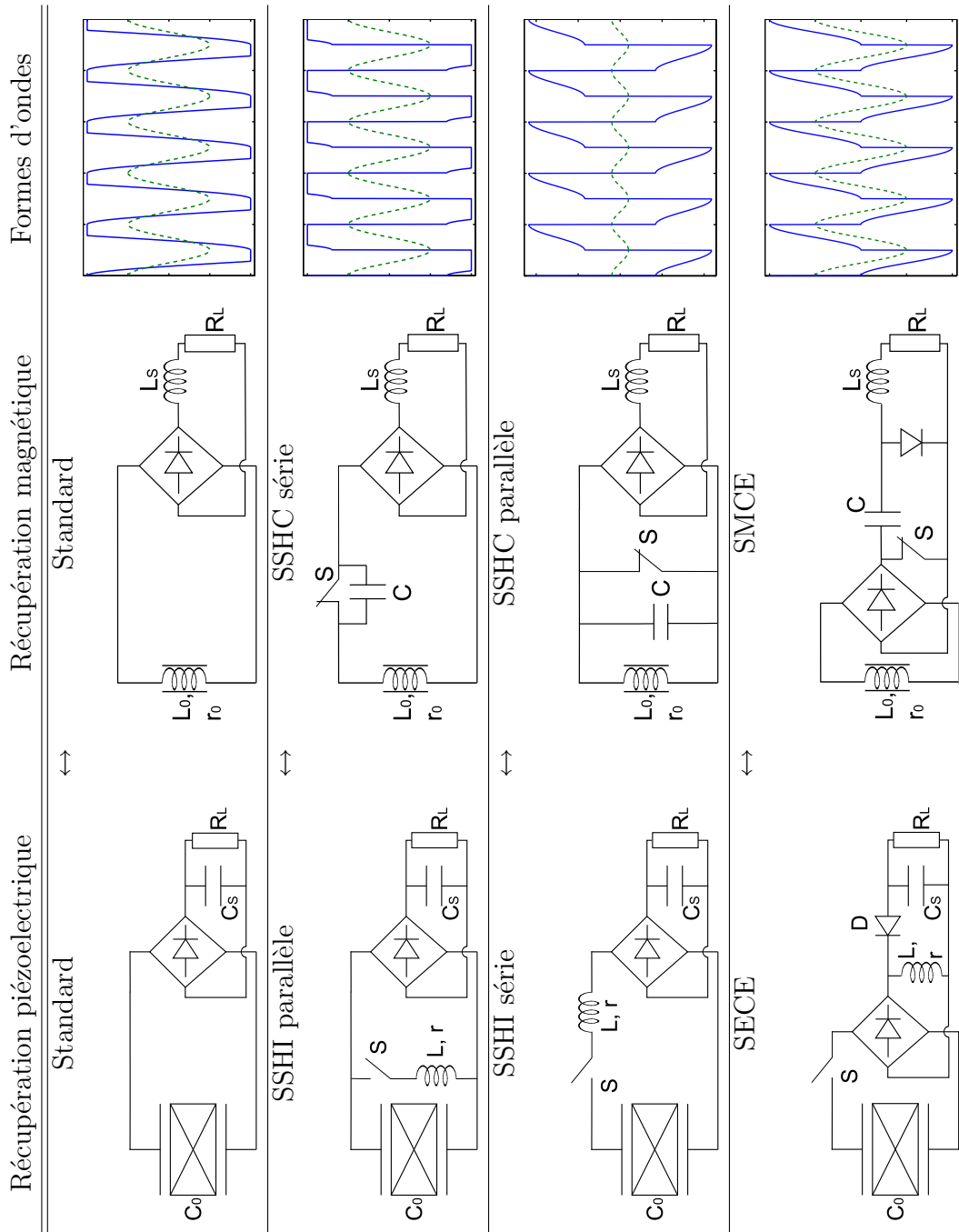


Tableau F.1 – Transformations duales des techniques de récupération d'énergie - les formes d'ondes représentent l'évolution temporelle de la tension piézoélectrique ou du courant magnétique (traits plein) et du déplacement (pointillés)

du microgénérateur V_{DC} par le courant débité I_{DC} . On obtient donc les expressions (F.2), (F.3), (F.4) et (F.5) pour les techniques standard, SSHC série, SSHC parallèle et SMCE respectivement^{F.2}.

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{standard}} = 4f_0 I_{DC} (\mathcal{A} u_M - L_0 I_{DC}) \\ P_{\text{standard}} = \frac{1}{R_L} \frac{(4\mathcal{A} f_0)^2}{\left(1 + 4f_0 \frac{L_0}{R_L}\right)^2} u_M^2 \end{array} \right. \quad (\text{F.2})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{série}} = 4 \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} f_0 I_{DC} (\mathcal{A} u_M - L_0 I_{DC}) \\ P_{\text{série}} = \frac{1}{R_L} \frac{[4(1 + \gamma)\mathcal{A} f_0]^2}{\left[(1 - \gamma) + 4(1 + \gamma)f_0 \frac{L_0}{R_L}\right]^2} u_M^2 \end{array} \right. \quad (\text{F.3})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{\text{parallèle}} = 2f_0 I_{DC} (2\mathcal{A} u_M - (1 - \gamma)L_0 I_{DC}) \\ P_{\text{parallèle}} = \frac{1}{R_L} \frac{(4\mathcal{A} f_0)^2}{\left[1 + 2(1 - \gamma)f_0 \frac{L_0}{R_L}\right]^2} u_M^2 \end{array} \right. \quad (\text{F.4})$$

$$P_{\text{SMCE}} = 4f_0 \gamma_C \frac{\mathcal{A}^2}{L_0} u_M^2 \quad (\text{F.5})$$

F.3 Validation par simulation

Le but de cette partie est de valider par simulation les principes précédemment exposés. Les différents circuits utilisés sont présentés dans la Figure F.1, l'actuateur magnétique étant simplement modélisé par une source de tension en série avec l'inductance L_0 et sa résistance de pertes r ^{F.3}. Les paramètres utilisés pour les différentes simulations sont consignés dans le Tableau F.2. On notera la faible résistance série de l'actuateur, condition *sine qua none* pour avoir un comportement inductif. On remarquera également que les seuils de conduction des diodes ont été fixés à 0 V pour ne pas interférer avec l'énergie effectivement récupérée.

Les résultats de simulation sont présentés dans la Figure F.2. L'obtention des puissances est obtenue en faisant varier la résistance de charge et en multipliant celle-ci par le carré du courant (continu) la traversant. Les puissances obtenues sont en bon accord avec les prédictions théoriques (on ne prendra pas en compte les valeurs des puissances du fait de la modélisation d'un actuateur et d'une excitation peu réalistes^{F.4}). On remarque que l'aspect dual se prolonge ainsi dans les résultats. Le SSHC série, pendant magnétique du SSHI parallèle, permet la plus forte récu-

F.2. Du fait des transformations duales, les expressions du SSHC série et du SSHC parallèle correspondent respectivement à celles du SSHI parallèle et du SSHI série.

F.3. L_0 et r correspondent respectivement à L_1 et R_1 sur les schémas de la Figure F.1.

F.4. ceci n'étant pas le but de la simulation présentée

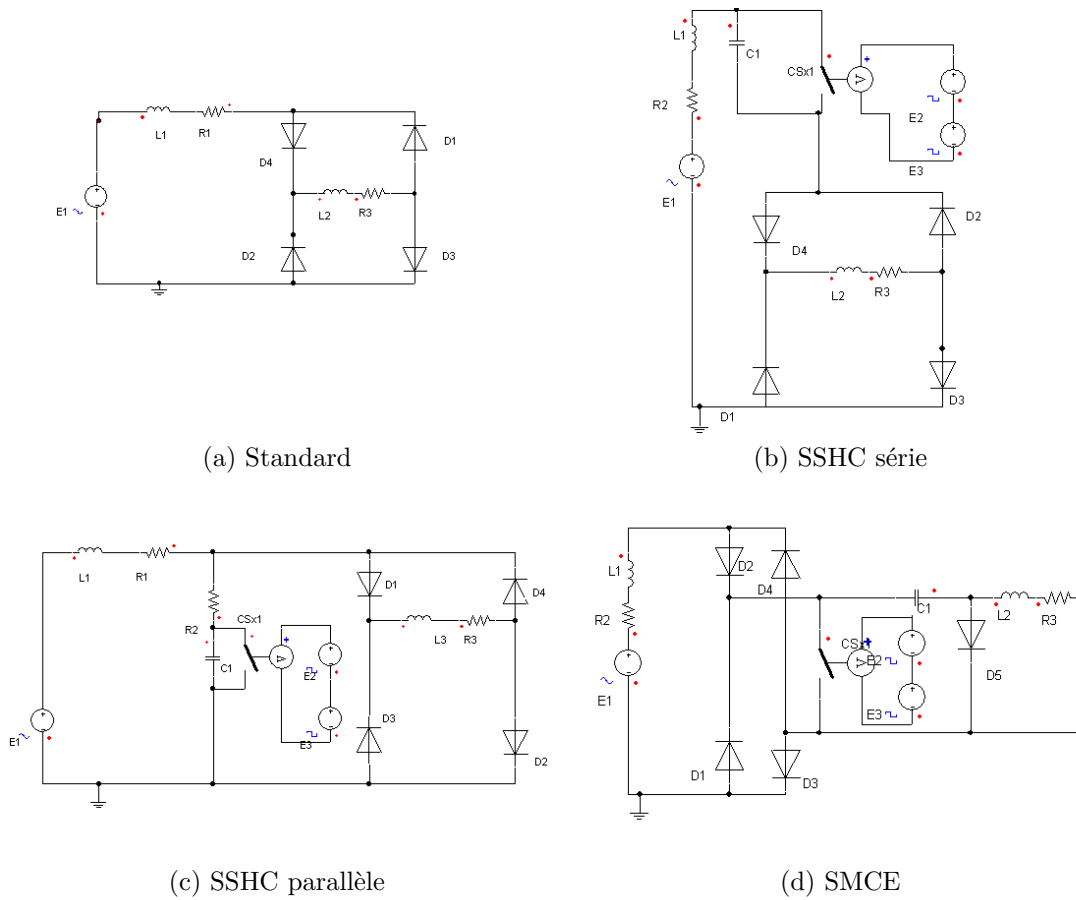


Figure F.1 – Circuits de simulation de récupération d'énergie magnétique

Paramètre	Valeur
Produit Facteur de force - Amplitude de la vitesse $2\pi f_0 \mathcal{A} u_M$	5 V
Inductance L_0	100 mH
Résistance série de l'actuateur r	1 Ω
Coefficient d'inversion γ	0.79
Rendement du convertisseur SMCE γ_C	92%

Tableau F.2 – Paramètres de simulation de la récupération d'énergie magnétique

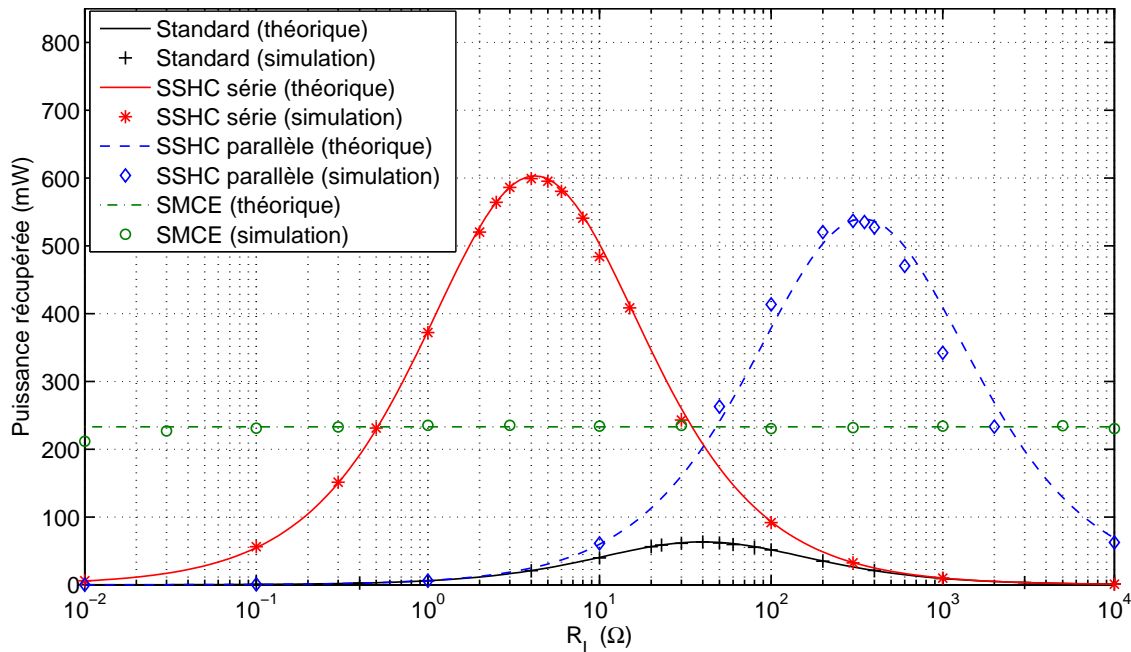


Figure F.2 – Résultats de simulation de récupération d'énergie magnétique

pération d'énergie, et la conductance optimale est plus élevée que celle dans le cas standard. Quant au SSHC parallèle, il est un peu moins performant que le SSHC série, mais présente une conductance optimale plus faible que celle du cas standard. On remarque également une légère déviation entre les prévisions théoriques et les résultats de simulation avec cette technique ; probablement du fait de l'interférence de la résistance du commutateur. Le seul paramètre n'ayant pas subi de transformation est l'origine des pertes. Les seules pertes significatives restent ainsi les pertes résistives par effet Joule ; ce qui explique le début d'effondrement de la puissance récupérée par le SMCE pour de faibles valeurs de résistances, pour les mêmes raisons que le SECE (pertes importantes dans la résistance du convertisseur - annexe E).

F.4 Discussion

Cette partie présente l'extension des traitements non-linéaires selon une approche visant l'unification des lois physiques (une approche encore plus globale serait d'écrire les différentes expressions en fonction des grandeurs "naturelles" des actionneurs - tensions et résistances dans le cas piézoélectrique, courants et conductances dans le cas magnétique - ainsi que présenté dans [LMR⁺08]). Cependant, de grandes différences pratiques distinguent les techniques piézoélectriques de celles magnétiques. En effet, bien que l'effet magnétique et piézoélectrique soient totalement duals, l'effet magnétique présente de nombreux inconvénients pour la récupération d'énergie vibratoire.

Ainsi, du fait de la dualité même, les systèmes magnétiques ne sont généralement pas inductifs à basse fréquence. Ainsi le principe de commutation, qui repose sur la continuité de la tension (en piézoélectricité) ou du courant (en magnétisme) ne peut

dès lors plus correctement fonctionner. À titre de comparaison sur des systèmes réalistes, lorsque que la fréquence de vibration est aux alentours de 100 Hz , un système piézoélectrique avec une capacité bloquée de 30 nF présente une impédance de $53\text{ k}\Omega$, alors que l'impédance d'un système magnétique dont l'inductance est de 10 mH n'est que de 6Ω , ce qui est généralement inférieur à sa résistance série. Le principe de commutation pourrait bien fonctionner en haute fréquence, mais :

- la fréquence d'inversion (typiquement 10 fois plus élevée) conduirait à une commutation délicate à mettre en œuvre (notamment l'arrêt de la commutation)
- les fréquences mécaniques de vibration sont généralement limitées à quelques kilohertz (seules les microstructures type MEMS peuvent osciller au-delà de ces fréquences, mais dès lors le problème de l'intégration des éléments magnétiques survient)

Les faibles tensions délivrées par les systèmes magnétiques soulèvent également des problèmes, notamment avec les composants discrets comme les diodes, qui présentent alors une tension de seuil non négligeable.

F.5 Extensions

Le principe de commutation n'est bien sûr pas réservé exclusivement aux systèmes électroniques (du moins en théorie...). On pourrait ainsi imaginer notamment des systèmes "inverses", comme par exemple l'amortissement d'oscillations électriques par commutation d'un élément mécanique.

Annexe G

Effet d'une Distorsion Sans Conservation d'Énergie sur l'Indice d'Endommagement

L'étude théorique menée au paragraphe 4.3 du chapitre 4 considère une distorsion avec conservation de l'énergie du signal. On se propose ici d'étudier l'évolution de l'Indice d'Endommagement lorsque la conservation énergétique n'est plus respectée, ce qui peut traduire une conversion de mode ou un écho par exemple.

G.1 Atténuation avec distorsion

Les résultats obtenus lorsqu'une atténuation modulée par une fenêtre de Hanning de position et largeur variables est appliquée sont illustrés dans la Figure G.1 lorsque le signal utilisé est une ondelette de Morlet et dans la Figure G.2 lorsque le signal utilisé est une signature expérimentale issue d'une mesure sur la plaque CRFP saine. À titre de comparaison, les tendances obtenues précédemment lorsque la valeur énergétique du signal est conservée (par rapport au cas d'atténuation pure) sont représentées par les lignes pleines.

Ces Figures montrent que les Indices d'Endommagement ainsi calculés sont plus importants lorsque l'égalité énergétique n'est pas respectée, ce qui s'explique par le fait que la modulation par une fenêtre de Hanning (d'amplitude maximale 1) crée une atténuation supplémentaire sur les bords du signal, et par conséquent diminue

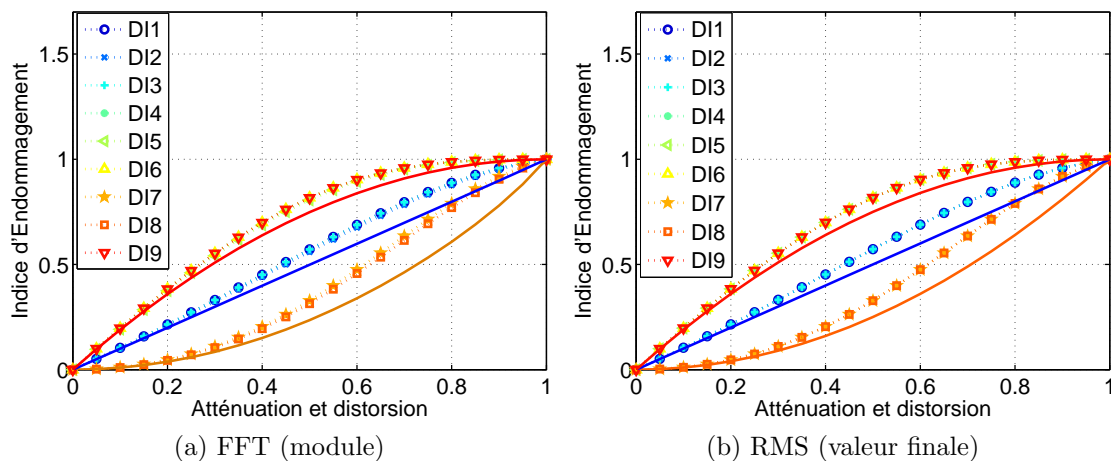


Figure G.1 – Effet d'une atténuation avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal synthétique

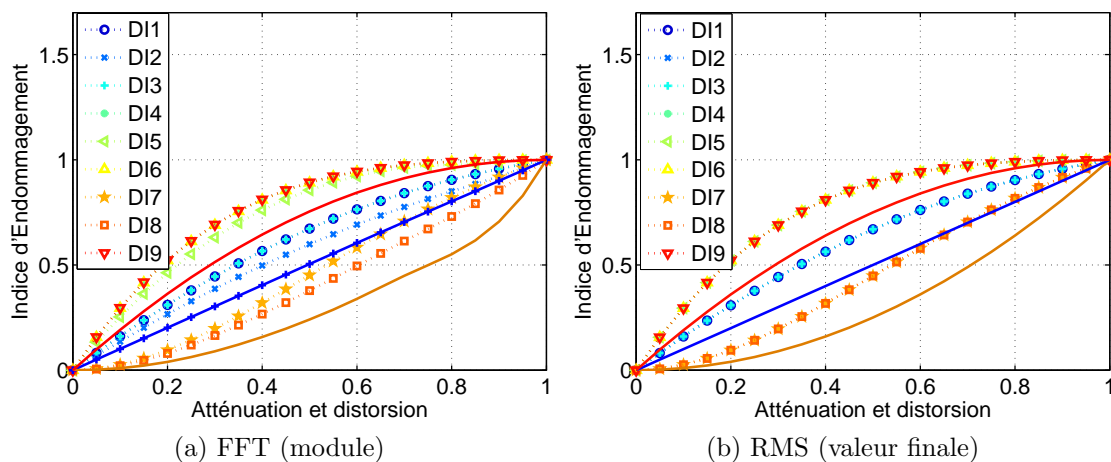


Figure G.2 – Effet d'une atténuation avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal expérimental

le contenu énergétique. On remarque de plus que les évolutions des DI s ne sont plus linéaires ou quadratiques, mais présentent des points d'inflexion.

G.2 Contribution supplémentaire à temps d'arrivée constant avec distorsion

L'effet d'une contribution supplémentaire sans conservation de l'énergie conduit à des résultats plus différents encore, comme le montrent les Figures G.3 et G.4, représentant les évolutions des Indices d'Endommagement respectivement dans le cas de l'ondelette de Morlet et du signal expérimental^{G.1}.

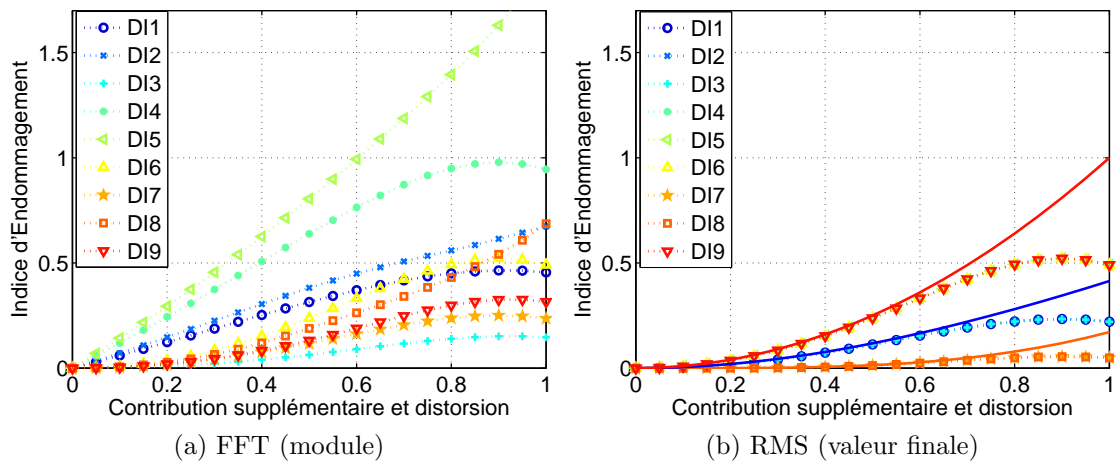


Figure G.3 – Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal synthétique

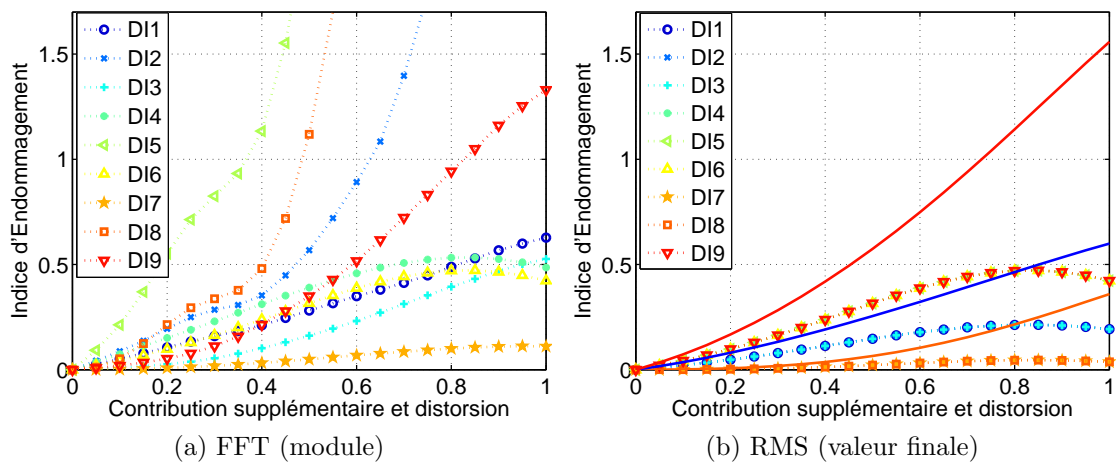


Figure G.4 – Effet d'une contribution supplémentaire avec distorsion (sans conservation d'énergie) dans le cas d'un signal expérimental

G.1. Dans ce dernier cas les tendances générales ne sont pas tracées dans le cas de la FFT du fait de la dispersion de chaque DI comme illustré dans la Figure 4.18 du chapitre 4, en page 214.

Particulièrement, on remarque que certains Indices d'Endommagement de la FFT et tous ceux de la RMS se stabilisent (voire décroissent) à partir d'une certaine valeur de la contribution supplémentaire. Ceci n'est ainsi pas sans rappeler les résultats expérimentaux obtenus avec un défaut réel hors axe présentés dans le paragraphe 4.4 du chapitre 4 (Figures 4.33 et 4.34 - rappelés en Figure G.5a et G.5b respectivement). En adaptant l'amplitude de la contribution supplémentaire sur la simulation, on obtient alors les Figures G.5c et G.5d, qui sont alors très proches des résultats expérimentaux. Par conséquent l'ajout d'une contribution supplémentaire avec distorsion mais sans normalisation énergétique se rapproche plus du cas de figure réel où le défaut n'est pas dans le chemin direct du couple émetteur/récepteur.

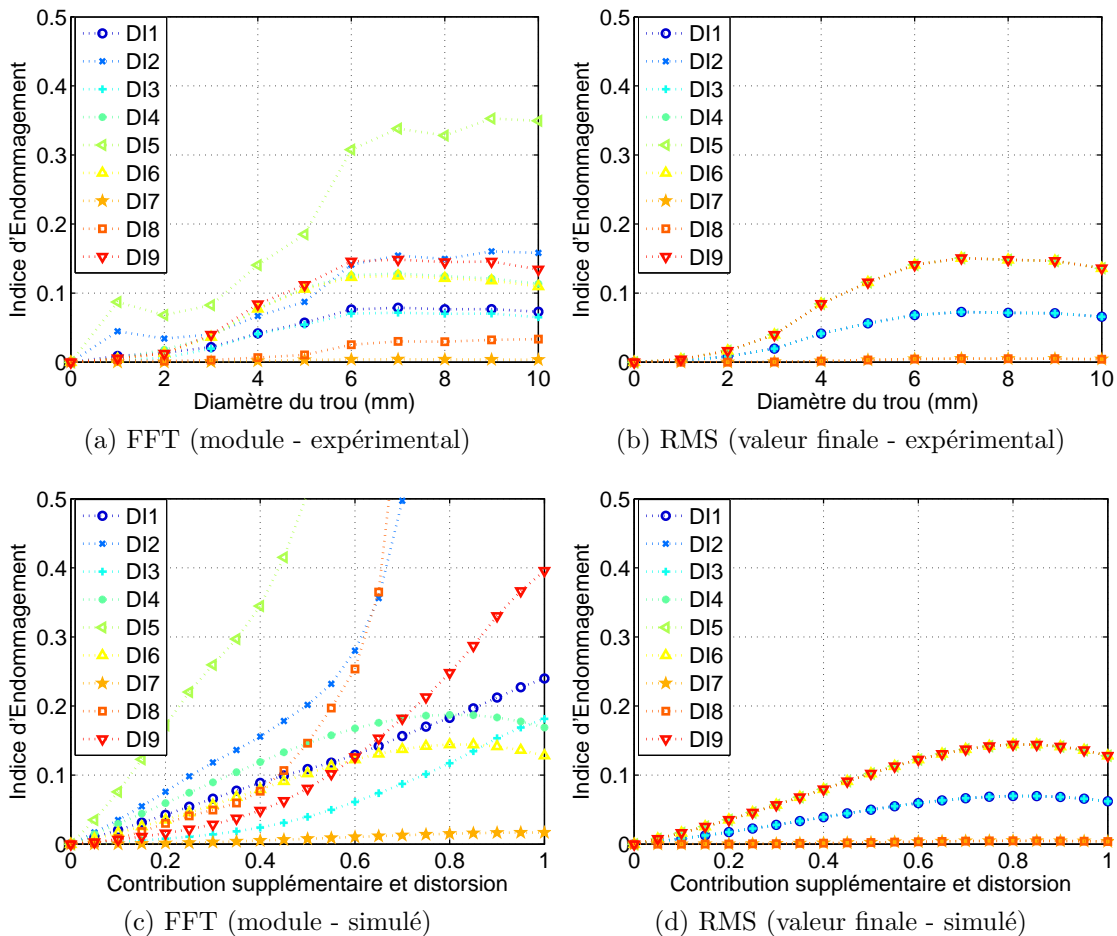


Figure G.5 – Résultats (sans conservation d'énergie dans le cas simulé) lorsque le défaut est hors du trajet direct

FOLIO ADMINISTRATIF

THÈSE SOUTENUE DEVANT L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

NOM : **LALLART**
(avec précision du nom de jeune fille, le cas échéant)

DATE de SOUTENANCE : **20 Novembre 2008**

Prénoms : **Mickaël Maurice Pierre**

TITRE : **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**

NATURE : **Doctorat**

Numéro d'ordre : **2008-ISAL-0095**

École Doctorale : **Électronique, Électrotechnique et Automatique de Lyon**

Spécialité : **Énergie et Systèmes**

Cote B.I.U. - Lyon : T 50/210/19 / et bis CLASSE :

RÉSUMÉ :

Les récents progrès en microélectronique ainsi qu'en récupération d'énergie ambiante permettent désormais d'envisager la conception de systèmes électroniques totalement autonomes. Cette possibilité, combinée à une demande forte en termes de capteurs autonomes de la part des secteurs industriel et biomédical, a conduit à une forte activité de recherche et développement de "systèmes intelligents" auto-alimentés. Plus particulièrement, appliqués au contrôle de santé de structures composites, les capteurs autonomes conduiraient à une réduction drastique du coût de maintenance, tout en contribuant à l'amélioration de la sécurité des transports.

L'objectif des travaux présentés ici est triple. Tout d'abord il s'agit de développer de nouvelles techniques d'amortissement vibratoire semi-passives et semi-actives limitant la fatigue des matériaux et répondant aux contraintes énergétiques des systèmes embarqués.

Ensuite de nouvelles méthodes améliorant l'extraction et la récupération d'énergie vibratoire ou thermique ambiante par le biais d'éléments piézoélectriques ou pyroélectriques sont exposées. Reposant sur un traitement non linéaire de la tension, ces techniques permettent un gain important en termes de puissance de sortie.

Enfin, des techniques de contrôle de santé structurale par ondes acoustiques et nécessitant une énergie très faible sont présentées, permettant ainsi le suivi à moindre coût de l'évolution de la structure.

Ces trois points seront finalement combinés, démontrant ainsi la faisabilité du contrôle de santé structurale *in situ* totalement autonome en termes d'énergie. Cette dernière partie a été effectuée dans le cadre du projet européen ADVICE (contrat AST5 – CT – 2006 – 030971), projet STREP du programme européen FP6.

MOTS-CLÉS : **Ferroélectricité, Piézoélectricité, Pyroélectricité, Traitement non-linéaire, Contrôle de vibrations, Semi-passif, Semi-actif, Récupération d'énergie, Contrôle de santé structurale, Dispositifs autonomes**

Laboratoire(s) de recherche : **Laboratoire de Génie Électrique et Ferroélectricité (LGEF) - INSA Lyon**
MATÉriaux : Ingénierie et Science (MATEIS) - INSA de Lyon

Directeur de thèse : **Pr. Daniel GUYOMAR**

Co-directeur de thèse : **Dr. Thomas MONNIER**

Président du Jury : **Pr. Roger OHAYON**

Composition du Jury :

Pr. Bertrand NOGARÈDE , Pr. Daniel ROYER, Pr. Skandar BASROUR, Pr. Roger OHAYON, Dr. Stéphane MÉNIO, Pr. Daniel GUYOMAR, Dr. Thomas MONNIER, Dr. Adrien BADEL (invité), Ir. David DUMAS (invité)