

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة فرحات عباس - سطيف - 1
UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF-1
UFAS (ALGERIE)

THESE

Présenté à la Faculté de Technologie
Département D'électrotechnique
Pour l'Obtention du Diplôme de

DOCTORAT

Domaine : Science et Technologie

Filière : Automatique

Option : Automatique

Par :

Babesse Eloualid

Contrôle vibratoire semi actif par éléments piézoélectriques et récupération d'énergie ambiante

Soutenu le : 18/06/2018.

devant le Jury composé de:

Pr. Khemliche Mabrouk	Prof. à l'université de SETIF-1	Président
Pr. Saâd Belkhiat	Prof. à l'université de SETIF-1	Promoteur
Dr. Belkaid Abdelhakim	MCA Université Bordj Bou Arreridj	Examineur
Dr. Benhadouga Seddik	MCA Université Bordj Bou Arreridj	Examineur
Dr. Meddad Mounir	MCA Université Bordj Bou Arreridj	Invité

« La science demeurera ignorance jusqu'à ce que la personne mette en pratique ce qu'elle a acquise. Lorsqu'elle aura mis cela en pratique, elle sera alors savante ».

Al Fudayl Ibn 'Iyyâd

الحمد لله رب العالمين

Remerciements

Tout d'abord, je voudrais remercier le Professeur Saâd Belkhiat, professeur à l'université Ferhat Abbas, Sétif-I et directeur de recherche au Laboratoire de Dosage, Analyse et Caractérisation à Haute Résolution (DAC HR) (Algérie) et superviseur de cette thèse, pour m'avoir accueilli au sein de son service pendant plus de cinq ans, et m'avoir permis, de travailler dans ce domaine de recherche très intéressant. Ses idées, sa présence et ses conseils m'ont été d'une grande aide. Je remercie également tous mes collègues pour leurs encouragements et l'ambiance amicale qui s'est instaurée pendant ces années. Je remercie tout particulièrement Dr. Meddad Mounir qui m'a balisé la voie à suivre.

Egalement, Je remercie le Professeur André Preumont, directeur du Laboratoire des Structures Actives de l'Université Libre de Bruxelles (Belgique) et toute son équipe, tout particulièrement Dr. Mokrani Bilal, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, pour ses conseils dans le domaine de l'amortissement vibratoire, ses idées étaient vraiment inestimables.

J'adresse également mes remerciements au Professeur Daniel Guyomar directeur de recherche et Dr. Benjamin Ducharne chercheur au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon (France), pour m'avoir accueilli dans le laboratoire pour une Année. Leurs compétences dans le domaine de récupération d'énergie et leurs conseils m'ont permis d'approfondir mon travail.

Je remercie aussi chaleureusement Messieurs: Pr. Khemliche Mabrouk, Dr. Belkaid Abdelhakim et Dr. Benhadouga Sddik pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de faire le Jury d'examen de cette thèse.

Merci enfin profondément à ma mère, mon épouse, mes frères et sœurs et toute ma famille pour leur soutien et leurs encouragements sans cesse.

Table des matières

Table des matières	II
Nomenclature et Abréviations	VI
Liste des figures	X
Liste des tableaux	XVI
1. Introduction générale	1
2. Chapitre I: Généralités sur la piézoélectricité, le contrôle des vibrations et la récupération de l'énergie vibratoire	
1. Introduction	5
2. Piézoélectricité	5
2.1. Effets piézoélectriques	5
2.2. Classe des matériaux piézoélectriques	5
2.3. Equations fondamentales de la piézoélectricité	7
2.3.1. Forme tensorielle générale	7
2.3.2. Réduction de la forme tensorielle	7
2.4. Modes d'actionnement	9
- Choix actionneur	9
- Choix capteur	9
2.5. Choix des directions des axes de coordonnées	9
2.6. Coefficients de couplage électromécanique	10
3. Etat de l'art sur le contrôle des vibrations	11
3.1 motivations	12
3.2 Techniques passives	15
3.3 Etat de l'art des techniques actives	18
3.3.1. Classification selon la stratégie de contrôle	19
3.3.2. Classification selon le positionnement des transducteurs	19
3.3.3. Classification selon la loi de commande	20
3.4 Techniques semi-actives et semi-passives	21

3.4.1	Techniques SSD	22
3.4.2	Evolution de la technique SSDI	24
4.	Récupération de l'énergie vibratoire	25
4.1	Progrès de la technologie des processus vs. Progrès des sources d'alimentation	25
4.2	Sources d'énergie vibratoire	26
4.3	Circuits d'interface de récupération d'énergie	28
4.3.1	Circuit interface standard	29
4.3.2	Circuit interface SSHI parallèle et série	29
4.3.3	Circuit d'interface SCEIC	30
4.3.4	Configuration DSSH	31
4.3.5	Configuration ESSH	31
5.	Conclusion	32

3. Chapitre II : Récupération de l'énergie vibratoire à partir de structure vibrante

1.	Introduction	34
2.	SSHI	36
3.	Modélisation de la structure intelligente dans la base modale	36
-	Normalisation des équations constitutives	38
4.	Analyse énergétique	39
5.	Non linéarité du coefficient d_{33} dans le modèle	42
-	Mesure de d_{33} en fonction de la polarisation rémanente P_r et du champ électrique E	42
6.	Simulation	46
-	Comparaison des deux modèles sous faible excitation	46
-	Comparaison des deux modèles sous forte excitation	49
-	Balayage en fréquence	49
7.	Validation expérimentale	50
-	Balayage en fréquence	52
8.	Conclusion	53

4. Chapitre III : Technique semi-active SSDI-Max modale améliorée	
1. Introduction	55
2. Commande SSDI-Max Modale	56
2.1. Commande SSDI	57
2.2. Commande SSDI-Max	57
2.3. Stratégie Modale	58
2.3.1. Observateur Modal	60
2.3.2. Amélioration de l'observateur modal	60
2.4. Résultats de simulation	62
2.4.1. Définition de la structure intelligente	62
2.4.2. Performances de l'observateur	63
2.4.2.1. En boucle ouverte	64
2.4.2.2. En boucle fermée	66
- Excitation par signal carré	66
- Excitation par bruit blanc	68
2.4.3. SSDI modale vs. SSDI-Max Modale	69
- Excitation par impulsion carrée	70
- Excitation sinusoïdale et bruit blanc	71
3. SSDI-Max et Capacité Négative	73
3.1. La capacité négative	73
3.2. Définition de la structure intelligente	74
3.3. Coefficient de couplage électromécanique équivalent	75
3.4. Résultat de simulation	76
3.5. Effet de la fenêtre du temps sur la méthode SSDI-Max	77
4. Conclusion	78
5. Conclusion générale	80
Références bibliographiques	82
المخلص	87
Résumé	88
Abstract	89

Nomenclature et Abréviations

Nomenclature

- T_{ij} : Le tenseur de contraintes.
- S_{kl} : Le tenseur de déformations.
- i, j, k, l : Indice $\in \{1, 2, 3\}$.
- D_i : Le vecteur du déplacement électrique.
- E_k : Le vecteur du champ électrique.
- C_{ijkl}^E : Les constantes élastiques (module de Young) sous champ électrique constant.
- ε_{ik}^S : Les constantes diélectriques sous déformation constante.
- ε^T : La constante diélectrique (permittivité) sous contrainte T constante.
- e_{ikl} : Les constantes liant les propriétés mécaniques et électriques du matériau.
- $[\cdot]^t$: La matrice transposée.
- $[S^E]$: La matrice de compliance sous champ électrique constant.
- $[d]$: Une matrice de couplage.
- d_{33} : La constante piézoélectrique (Coefficient de Charge).
- ε_{33} : La constante reliant le déplacement électrique et la déformation en court-circuit.
- $[\cdot]^T$: Veut dire mesuré sous une contrainte constante.
- $[\cdot]^D$: Signifie à charge constante ($Q = 0$).
- p : La fréquence propre de la structure avec des électrodes court-circuitées (mesurée).
- z : La fréquence propre de la structure avec électrodes en circuit ouvert (mesurée).
- $C_{statique}$: La capacité statique du système.
- K^E : La rigidité en court-circuitant les électrodes.

K	: La rigidité de la structure seule sans élément piézoélectrique.
C	: La capacité du transducteur à vide (pas de force externe).
K_a	: La rigidité en court-circuit ($V = 0$).
k	: Le facteur de couplage électromécanique.
δ	: Le vecteur de déplacement.
M	: La matrice de masse lorsque les patches piézo-électriques sont en court-circuit
C	: La matrice d'amortissement lorsque les patches piézo-électriques sont en court-circuit.
V	: Le vecteur de tension du transducteur piézoélectrique.
I	: Le vecteur du courant électrique.
C_0	: La capacité interne du patch.
F	: La force externe appliquée sur la structure.
β	: Le vecteur d'influence de la force F .
ϕ	: La matrice des modes propres de la structure mécanique.
γ	: L'angle de cisaillement du transducteur.
n	: Le nombre de disques composant le transducteur.
A	: La section du patch.
t	: L'épaisseur du patch.
Q	: La charge électrique.
ΔL	: L'expansion piézoélectrique libre.
q	: Le vecteur de déplacement modal de la structure.
\dot{q}	: La Vitesse modale de la structure.
\hat{q}_i	: Le déplacement modal estimé.
$\hat{\dot{q}}_i$: Le vecteur de vitesse modale estimé.
θ	: La matrice modale de couplage électromécanique.
ξ	: L'amortissement modal.
ω^E	: La fréquence du transducteur en court-circuit.
ω^D	: La fréquence en circuit-ouvert.
V_a	: La tension des actionneurs.
V_s	: La tension des capteurs.
U	: Le vecteur de commande.
y	: Le vecteur de sortie.

A, B, C	: Les matrices d'état du système.
C_{0a}	: La matrice des capacités des actionneurs.
C_{0s}	: La matrice des capacités des capteurs.
\hat{V}_s	: La tension des capteurs estimée.
α	: Le coefficient global de la tension piézoélectrique.
i	: Le coefficient d'inversion.
P_r	: La polarisation rémanente.
Y	: Le module de Young.
ν	: Le coefficient de Poisson.
ρ	: La Densité.
C'	: La capacité négative.

Abréviations

<i>PZT</i>	: Titanate Zirconate de Plomb.
<i>PVDF</i>	: Poly (Fluorure de Vinylidène).
<i>EMCC</i>	: Coefficients de couplage électromécanique.
<i>FRF</i>	: Fonction de Réponse en Fréquence.
<i>LQ</i>	: Linéaire Quadratique.
<i>SSD</i>	: State Switch Damping.
<i>SSDS</i>	: Synchronized Switch Damping on Short-circuit.
<i>SSDI</i>	: Synchronized Switch Damping on Inductor SSDI.
<i>SSDV</i>	: Synchronized Switch damping on Voltage source.
<i>SSD-NC</i>	: Synchronized Switch Damping on Negative Capacitance.
<i>SSDI-NC</i>	: Synchronized Switch Damping on Inductor and Negative Capacitance.
<i>SSDI-Max</i>	: Modal Synchronized Switch Damping on Inductor Max.
<i>SSDNCAV</i>	: Synchronized Switch Damping on Negative Capacitance and Adaptive Voltage sources.
<i>PEH</i>	: Piezoelectric Energy Harvesting.
<i>SSHI</i>	: Synchronized Switch Harvesting on Inductor.
<i>DSSH</i>	: Double Synchronized Switch Harvesting.
<i>ESSH</i>	: Enhanced Synchronized Switch Harvesting.
<i>SSHI-MR</i>	: Synchronized Switch Harvesting on Inductor using Magnetic Rectifier.

- SSDCI* : Synchronized Switching and Discharging to a storage Capacitor through an Inductor.
- RMSHI* : Random Mechanical Switching Harvesting on Inductor.
- LQG* : Linéaire Quadratique Gaussienne.
- PID* : Proportionnelle - Intégrale – Dérivée.

Liste des figures :

Chapitre I

Figure I.1 : Effets piézoélectriques.	6
Figure I.2 : Classification des structures cristallines.	6
Figure I.3 : Convention des directions des axes : la polarisation P parallèle à l'axe 3.	10
Figure I.4 : Modes d'actionnement des actionneurs piézoélectriques.	12
Figure I.5 : Pont de la Basse-Chaîne, Angers après l'effondrement sous l'effet de la marche militaire en cadence.	13
Figure I.6 : Pont de Tacoma Narrows au moment de l'effondrement sous l'effet du vent.	14
Figure I.7 : Wafer steppers ASML.	14
Figure I.8 : Shunts d'amortissement passif: (a) shunt résistif et (b) shunt inductif.	15
Figure I.9 : Différents shunts passifs proposés dans la littérature : a) Shunt résistif, b) Shunt RL série, c) Shunt RL parallèle, d) Shunt multimodal de Hollkamp, e) Shunt multimodal de Wu.	17
Figure I.10 : Circuit électronique actif d'une inductance, circuit de Riordan.	18
Figure I.11 : Chaîne de traitement de contrôle actif d'une structure.	19
Figure I.12 : Synchronized Switch Damping (SSD).	22
Figure I.13 : Amplitude de vibration d'une poutre encastree.	23
Figure I.14 : Techniques: SSDV, SSD-NC et SSDI-NC.	23
Figure I.15 : Résonance d'une poutre encastree en Aluminium pour différentes configurations de contrôle.	25
Figure I.16 : Comparaison progrès de la technologie informatique vs. La technologie batterie (<i>Intel vs. Duracell</i>).	26
Figure I.17 : Récupération l'énergie des vagues à l'aide de récupérateurs piézoélectriques d'énergie hautement flexibles.	27

Figure I.18: Matériaux piézoélectriques dans des bottes de soldat pour alimenter des appareils électroniques portatifs.	28
Figure I.19: Dispositif d'interface standard contenant un pont redresseur.	29
Figure I.20: SSHI parallèle.	30
Figure I.21: SSHI série.	30
Figure I.22: Synchronous Charge Extraction.	30
Figure I.23: Double Synchronized Switch Harvesting (DSSH).	31
Chapitre II	
Figure II.1: Système sans fil basé sur la récupération d'énergie (autoalimenté), <i>Dolphin d'EnOcean</i> .	34
Figure II.2: Station d'alimentation piézoélectrique pour stimulateur cardiaque.	34
Figure II.3: Générer de l'électricité pendant la marche.	35
Figure II.4: Circuit électronique de la technique SSHI.	36
Figure II.5: Tension et déplacement du transducteur piézoélectrique en fonction du temps utilisant la technique SSHI.	37
Figure II.6: Force en fonction du déplacement piézoélectrique pour un mouvement harmonique. La zone cyclique correspond à l'énergie extraite par le technique SSH.	41
Figure II.7: Cycles de l'énergie de commutation pour : circuit-ouvert (1), commutation sur court-circuit (2) et SSHI (3).	41
Figure II.8: Echantillon de la céramique piézoélectrique.	42
Figure II.9: Formes de la déformation en fonction des hautes tensions appliquée.	43
Figure II.10: d_{33} mètre.	43
Figure II.11: Caractéristique d_{33} (Pr).	43
Figure II.12: Caractéristique P (E).	44
Figure II.13: Evolution du courant en fonction du temps.	44
Figure II.14: Caractéristique d_{33} (E).	45
Figure II.15: Caractéristique Pr (E).	45

Figure II.16: Modèle proposé avec boucle de calcul du coefficient d_{33} .	46
Figure II.17: Tension du transducteur piézoélectrique: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes superposées).	47
Figure II.18: Déplacement de la poutre encastree: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes superposées).	47
Figure II.19: Tension du transducteur piézoélectrique: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes différentes).	48
Figure II.20: Déplacement de la poutre encastree: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes différentes).	48
Figure II.21: Modèle classique : réponse en tension du transducteur piézoélectrique à un balayage en fréquence pour trois valeurs d'excitation différentes: 5 N, 10 N et 15 N.	49
Figure II.22: Modèle proposée : réponse en tension du transducteur piézoélectrique à un balayage de fréquence pour trois valeurs d'excitation différentes: 5 N, 10 N et 15 N.	50
Figure II.23: Banc de mesure structure vibrante instrumentée.	51
Figure II.24 : Banc de mesure, poutre encastree.	51
Figure II.25: a) système réel mesures expérimentales, b) Modèle proposé simulé: réponse en tension du transducteur piézoélectrique au balayage en fréquence pour trois différentes valeurs d'excitation: 5N, 10N et 15N.	52
Chapitre III :	
Figure III.1:a). Dispositif SSDI. b). Formes d'onde de la tension V et du déplacement U . c). Zoom de l'inversion de la tension du transducteur.	57
Figure III.2: Illustration de la stratégie de SSDI-Max	58
Figure III.3: Forme d'onde de la tension, V_a est la tension de transducteur piézoélectrique et q_i est le déplacement modal ciblé.	59
Figure III.4: Architecture du contrôle Modal SSDI / SSDI- Max.	59
Figure III.5: Architecture du réseau de neurones utilisé.	61
Figure III.6: Fonctions d'appartenance du contrôleur flou: (En haut) entrée 1 (e) et (En bas) entrée 2 (de).	62
Figure III.7: Structure mécanique utilisée pour les simulations. panneau encastree sur les quatre côtés.	63

Figure III.8: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 1 en utilisant la méthode LQG + PID sans contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	64
Figure III.9: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 1 en utilisant la méthode LQG + NF sans contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	65
Figure III.10: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 4 en utilisant la méthode LQG + PID sans contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	65
Figure III.11: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 4 en utilisant la méthode LQG + NF sans contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	66
Figure III. 12: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 1 en utilisant la méthode LQG+ PID sous contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	67
Figure III.13: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 1 en utilisant la méthode LQG + NF sous contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	67
Figure III.14: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 4 en utilisant la méthode LQG + PID sous contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	68
Figure III.15: Coordonnée modale réelle (rouge) et estimée (bleu) pour le mode 4 en utilisant la méthode LQG + NF sous contrôle (avec zoom de la zone encadrée).	68
Figure III.16: Coordonnées modales pour le mode 1 en utilisant l'observateur LQG + NF (rouge) et LQG + PID (bleu).	69
Figure III.17: Tension du transducteur 1 en utilisant l'observateur LQG + NF (rouge) et LQG + PID (bleu).	69
Figure III.18: Premier déplacement Modal en utilisant l'observateur LQG + NF avec SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas d'impulsion.	70
Figure III.19: Tension du transducteur en utilisant l'observateur LQG + NF avec SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas d'impulsion.	70
Figure III.20: Déplacement modal 1 en utilisant SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas sinusoïdal.	71
Figure III.21: Tension de transducteur en utilisant SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas sinusoïdal.	72
Figure III.22: Déplacement modal 1 en utilisant SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas de bruit blanc.	72
Figure III.23: Tension de transducteur en utilisant SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas de bruit blanc.	72
Figure III.24: Circuit équivalent de la capacité négative.	73

Figure III.25: Nouvelle configuration avec capacité négative.	73
Figure III.26: Configuration de la structure de la poutre encastree utilisée. Les dimensions des éléments piézo-électriques sont les suivantes: 20 mm de largeur et de 500 um d'épaisseur et 0,05 m de longueur pour les patches 1 et 2 et 0,025 m pour les patches 3 et 4.	74
Figure III.27: Déplacement de la poutre, en utilisant SSDI-Max (Bleu) et SSDI-Max + capacité négative (rouge), dans le cas d'impulsion.	77
Figure III.28: Tension du transducteur, en utilisant SSDI-Max (Bleu) et SSDI-Max + capacité négative (rouge), dans le cas d'impulsion.	77
Figure III.29: Influence de la fenêtre du temps sur l'amortissement dans le cas d'excitation impulsionnelle.	78

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1: Constantes Piézoélectriques : d_{33} , d_{31} et d_{15} pour le PZT et le PVDF. 10

Tableau I.2: les valeurs optimales de R en Ohm et L en Henry ; p et k sont respectivement : la fréquence propre en court-circuit et le couplage électromécanique pour un mode particulier de vibration et C_{statique} est donnée par l'équation I.10. 16

Tableau I.3: Puissances électriques générées à partir de différents générateurs montés sur chaussures. 27

Tableau I.4: Puissances générées et récupérables à partir de mouvements de la vie quotidienne. 28

Tableau I.5: Comparaison de quelques techniques de récupération d'énergie. 32

Chapitre II

Tableau II.1: Caractéristiques de la poutre en acier. 50

Chapitre III

Tableau III.1: Coefficients a, b et c. 62

Tableau III.2: Caractéristiques du panneau. 63

Tableau III.3: Caractéristiques des patches piézoélectriques PZT P188. 64

Tableau III.4: Modes et fréquences propres de la structure mécanique. 71

Tableau III. 5 : Dimensions et caractéristiques de la poutre utilisée. 74

Tableau III. 6 : Propriétés équivalentes du transducteur piézoélectrique connecté à une capacité négative parallèle. 76

Introduction générale

Au cours de ces dernières décennies, les matériaux intelligents sont de plus en plus intégrés dans notre vie quotidienne. Ce sont des matériaux qui ont la capacité de convertir un type d'énergie en un autre type d'énergie, par exemple l'énergie thermique en une énergie électrique. Parmi ces matériaux on cite les matériaux piézoélectriques qui sont capable de convertir un signal électrique en une déformation mécanique et vice versa. L'oxyde d'alliage (Pb, Zr et Ti) appelé couramment PZT est un des matériaux piézoélectriques les plus utilisés en termes de performance et coût. Ainsi, les PZT sont largement utilisés dans le domaine des vibrations mécaniques que cela soit pour la récupération de l'énergie ou le contrôle des vibrations.

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la récupération de l'énergie vibratoire ambiante et le contrôle de l'amortissement des vibrations des structures mécaniques vibrantes. La motivation en ce qui concerne l'étude de la récupération de l'énergie électrique à partir des vibrations ambiantes se justifie par la forte demande de sources d'énergie durables et renouvelables qui est due, d'une part, à la faible croissance de l'évolution des batteries et à la forte croissance d'une autre part des nouvelles technologies. Cet intérêt rend le domaine de la récupération de l'énergie vibratoire parmi les thèmes de recherche les plus étudiés, D. Guyomar et Al. [1], Giusa et Al. [2]. Cependant, le confort, la sécurité et la sensibilité des dispositifs de précision sont les principales causes dans pas mal d'applications dans lesquelles les vibrations sont strictement indésirables. Ainsi, l'atténuation (ou l'amortissement total) de ces vibrations est un enjeu de taille. Ce besoin, surtout dans les domaines stratégiques tels que l'aviation et les systèmes embarqués, est à l'origine de la motivation de la communauté scientifique dans le domaine des techniques d'amortissement des vibrations C. Richard et al. [3], H. Ji et Al. [4].

Les techniques de commande rencontrées dans la littérature SSD, SSDI, SSHI ...etc., que cela soit pour réduire les vibrations indésirables ou pour générer de l'énergie à partir de structures vibrantes ambiantes, considèrent le coefficient piézoélectrique constant. Les équations constitutives de la piézoélectricité dans ce cas sont considérées suffisantes pour décrire le comportement du transducteur piézoélectrique. Cependant, les céramiques piézoélectriques, sous des charges mécaniques élevées, ont un comportement non linéaire et les variations deviennent considérables. Dans le cadre de cette thèse nous développons un modèle de calcul du coefficient d_{33} en temps réel. Les résultats de simulation numériques ont

été validés par des mesures expérimentales effectuées sur une poutre vibrante. La technique de contrôle des vibrations SSDI-max et la technique de récupération de l'énergie SSHI ont été améliorées aux niveaux de l'observateur et du circuit résonant.

Les travaux de cette thèse s'articulent autour de trois chapitres :

- Le **chapitre I** présente une introduction sur les principes généraux de la piézoélectricité : les effets direct et inverse, la classification, les équations constitutives...Etc. On expose également, dans ce chapitre, les différentes techniques en matière de contrôle vibratoire : actives, passives et plus particulièrement les techniques de contrôle existantes à commutation synchronisée d'un élément piézoélectrique dites semi-actives. La dernière partie de ce chapitre présente une description générale sur la récupération de l'énergie vibratoire : les sources d'énergie disponibles, les méthodes et circuits utilisés.
- Le **chapitre II** concerne la récupération de l'énergie mécanique et sa conversion en énergie électrique à partir d'un système vibrant. On rappelle, dans ce chapitre, le principe de la technique SSHI (*Synchronized Switch Harvesting on Inductor*). C'est une technique qui offre de bonnes performances comparativement à d'autres techniques. On présente, par la suite, les équations générales qui régissent les structures vibrantes instrumentées de patches piézoélectriques pour aboutir au modèle linéaire conventionnel utilisé couramment dans la littérature. En se basant sur ce modèle, un modèle d'espace d'état à paramètres variables est construit et mis à jour, par l'intermédiaire d'une boucle de calcul de la constante piézoélectrique d_{33} , de façon à s'adapter aux mesures expérimentales et à se rapprocher au cas réel. Le modèle proposé est comparé, dans la dernière partie du chapitre, avec le modèle conventionnel pour lequel d_{33} a été considérée constant. Le modèle est validé expérimentalement à l'aide d'un banc de mesure développé dans le laboratoire LGEF.
- Le **chapitre III** est consacré au contrôle des vibrations mécaniques d'une poutre encadrée à l'aide de la technique semi-active SSDI-Max modale. Cette technique offre des performances meilleures par rapport aux autres techniques semi-actives. Elle se base sur un observateur modal qui sépare les modes de vibration dans le cas multimodal. Une amélioration est apportée à cette technique en agissant sur le contrôleur de l'observateur modal. En plus, une capacité négative « fictive » est ajoutée au circuit résonnant de l'inversion (résistance/inductance) pour augmenter artificiellement la quantité d'énergie mécanique convertie en énergie électrique. La nouvelle configuration est simulée sur un modèle de poutre vibrante. On termine

finalement la thèse par une conclusion générale et les perspectives en termes de récupération d'énergie et de l'amortissement des vibrations.

Chapitre I

Généralités sur la piézoélectricité, le contrôle des vibrations et la récupération de l'énergie vibratoire

1. Introduction

Le premier chapitre traite deux parties distinctes, en ce qui concerne l'application des matériaux piézoélectriques, le contrôle des vibrations et la récupération de l'énergie vibratoire. Ces deux cas d'applications sont à l'origine du développement de ces systèmes électromécaniques appelés en anglais Micro Electro Mechanical System (MEMS).

Pour ce faire, je rappelle tout d'abord les principes généraux de la piézoélectricité puisque c'est une partie commune aux deux applications. Ensuite je présente l'état de l'art concernant l'amortissement des vibrations et les techniques de contrôle existantes dites semi-actives. La dernière partie de ce chapitre présente une description générale de la récupération de l'énergie vibratoire comme sources potentielles d'énergie récupérables ainsi que les moyens de récupération envisageables.

2. Piézoélectricité :

Les matériaux cristallins piézoélectriques ont la capacité de générer une différence de potentiel électrique en réponse à une sollicitation mécanique (effet piézoélectrique direct) et à se déformer suivant un champ électrique appliqué (l'effet piézoélectrique inverse). L'étymologie du mot provient du grec *piézein* (presser, appuyer).

La première démonstration de l'effet piézoélectrique direct était en 1880 par les frères *Pierre* et *Jacques Curie*. Ces matériaux ont été appelés matériaux piézoélectriques en 1881 par Wilhelm Hankel. Peu de temps après, les frères Curie ont confirmé et identifié expérimentalement l'effet inverse.

2.1 Effets piézoélectriques

Les deux effets direct et inverse de la piézoélectricité sont illustrés par la Figure I.1.

2.2 Classe des matériaux piézoélectriques

La piézoélectricité resta pendant une trentaine d'années des travaux de laboratoire. Durant cette période, ces travaux théoriques aboutirent en 1910 à la publication de *Woldemar Voigt*. Ces travaux donnent les vingt classes cristallines piézoélectriques parmi les 32 classes existantes, Figure I.2, et définissent rigoureusement les constantes piézoélectriques dans le formalisme de l'analyse tensorielle.

Après presque un siècle et demi, la piézoélectricité est restée un thème d'actualité dans le milieu de la recherche bien qu'il couvre un large spectre d'applications industrielles. Actuellement, plusieurs familles de matériaux piézoélectriques peuvent être rencontrés. Citons certains monocristaux, les films PVDF et les céramiques PZT [5].

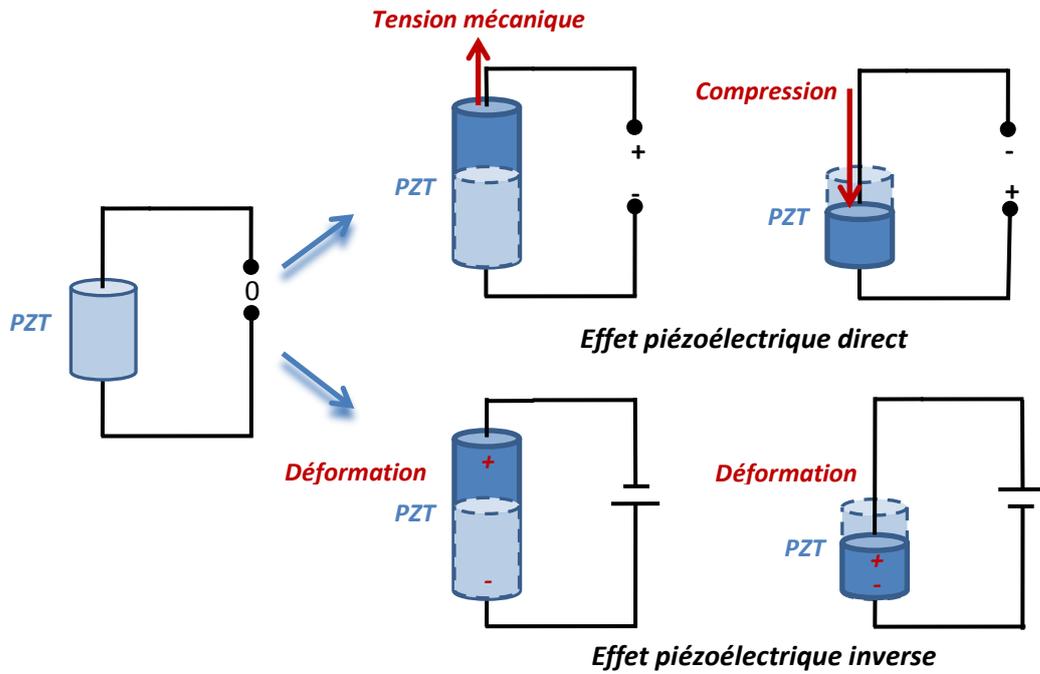


Figure I. 1: Effets piézoélectriques.

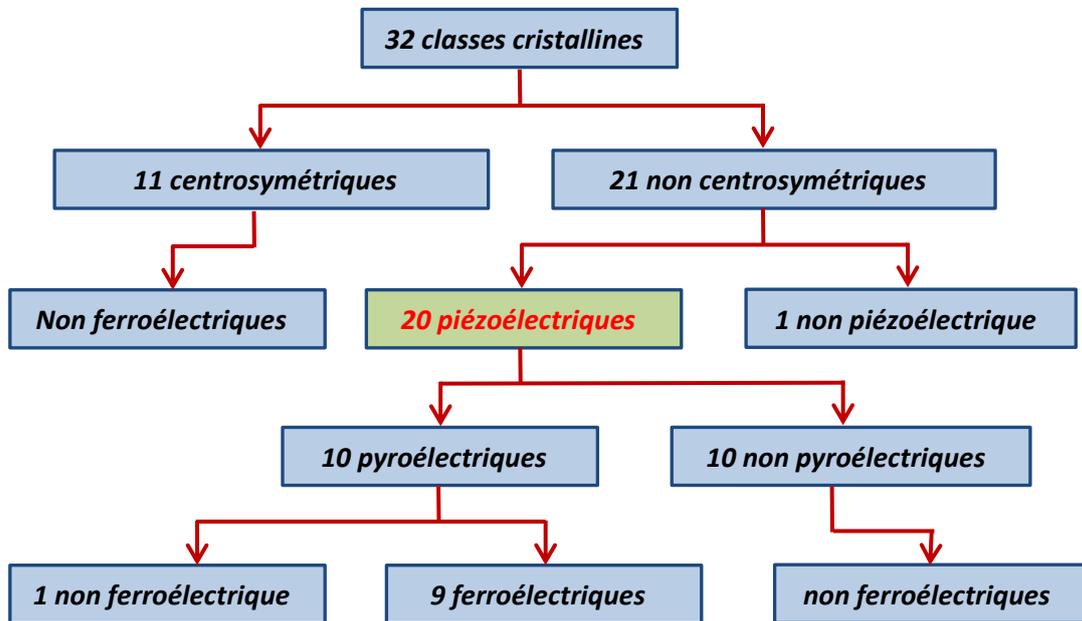


Figure I. 2 : Classification des structures cristallines.

Les céramiques PZT sont parmi les matériaux piézoélectriques les plus utilisées dans le domaine des actionneurs puisqu'ils possèdent un coefficient de couplage élevé. Tandis que, les films PVDF sont souvent destinés au domaine des capteurs, car ils possèdent un facteur de tension important par rapport aux céramiques PZT et une souplesse qui les rendent facilement intégrables sur des structures non planes.

2.3 Equations fondamentales de la piézoélectricité

2.3.1 Forme tensorielle générale

Les équations constitutives de la piézoélectricité ont été normalisées en 1988, sous forme linéaires et à température constante, par l'association IEEE*. Elles peuvent être écrites sous la forme tensorielle suivante:

$$T_{ij} = C_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \quad (I.1)$$

$$D_i = e_{ikl} S_{kl} + \varepsilon_{ik}^S E_k \quad (I.2)$$

Avec :

i, j, k, l : prennent les valeurs de 1 à 3, T_{ij} et S_{kl} sont les tenseurs de contraintes et de déformations respectivement, tandis que D_i et E_k représentent les vecteurs du déplacement électrique et du champ électrique. C_{ijkl}^E sont les constantes élastiques sous champ électrique constant, ε_{ik}^S sont les constantes diélectriques sous déformation constante et e_{ikl} sont les constantes liant les propriétés mécaniques et électriques du matériau.

2.3.2 Réduction de la forme tensorielle

La forme tensorielle complexe précédente peut être réduite en une notation matricielle plus pratique. Cette réduction est rendue possible grâce aux nombreuses symétries des tenseurs mécaniques. Présentons les vecteurs de contraintes et de déformations comme suit :

$$T = \left\{ \begin{array}{c} T_{11} \\ T_{22} \\ T_{33} \\ T_{23} \\ T_{31} \\ T_{12} \end{array} \right\} \quad (I.3)$$

* An American National Standard: IEEE Standard on Piezoelectricity, 1987.

$$S = \begin{Bmatrix} S_{11} \\ S_{22} \\ S_{33} \\ 2S_{23} \\ 2S_{31} \\ 2S_{12} \end{Bmatrix} \quad (I.4)$$

Les équations I.1 et I.2 peuvent être respectivement réécrites sous la forme matricielle plus compacte suivante:

$$T = [C^E]S - [e]^t E \quad (I.5)$$

$$D = [e]S + [\varepsilon^S]E \quad (I.6)$$

Où $[C^E]$, $[e]$ et $[\varepsilon^S]$ sont respectivement des matrices de rang (6 x 6), (3 x 6) et (3 x 3), et $[\cdot]^t$ représente la matrice transposée.

Dans cette notation, S et E ont été choisis comme deux variables vectorielles indépendantes, et (T, D) comme variables dépendantes. Cependant, ce choix n'est pas unique. Il existe d'autres formes d'équations constitutives. Par exemple, T et E sont souvent choisis comme variables dépendantes ce qui mène aux équations suivantes :

$$S = [S^E]T + [d]^t E \quad (I.7)$$

$$D = [d]T + [\varepsilon^T]E \quad (I.8)$$

Ici :

$[S^E] = [C^E]^{-1}$ est la matrice de compliance sous champ électrique constant, $[d]$ est une matrice de couplage (3 x 6) et la représentation $[\cdot]^T$ signifie mesuré sous stress constant.

L'importance des conditions aux limites électriques et mécaniques sur les propriétés des matériaux est capitale. Dans ce qui suit sont présentées certaines relations utiles entre les matrices:

$$[e] = [d][c^E] \quad (I.9)$$

$$c^D = c^E + e^t \{\varepsilon^S\}^{-1} e \quad (I.10)$$

$$S^D = S^E + d^t \{\varepsilon^T\}^{-1} d \quad (I.11)$$

$$[e] = \varepsilon^T - d[c^E]d^t \quad (I.12)$$

Où $[\cdot]^D$ signifie sous charge électrique constante ($Q = 0$).

2.4 Modes d'actionnement :

À cause des nombreuses symétries, la plupart des composantes des matrices de couplage [d] et [e] sont nulles. Les équations I. 7 et I. 8 peuvent être développées explicitement que cela soit pour la céramique PZT (*Titanate Zirconate de Plomb*) ou pour le polymère PVDF (*poly(fluorure de vinylidène)*), comme suit:

- Lors du choix du matériau comme actionneur :

$$\begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{22} \\ S_{33} \\ 2S_{23} \\ 2S_{31} \\ 2S_{12} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & 0 & 0 & 0 \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & 0 & 0 & 0 \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66} \end{bmatrix}}_{\text{Compliance}} \begin{pmatrix} T_{11} \\ T_{22} \\ T_{33} \\ T_{23} \\ T_{31} \\ T_{12} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{32} \\ 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & d_{24} & 0 \\ d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Couplage électromécanique}} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (\text{I.13})$$

- Lors du choix du matériau comme capteur :

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{Couplage électromécanique}} \begin{pmatrix} T_{11} \\ T_{22} \\ T_{33} \\ T_{23} \\ T_{31} \\ T_{12} \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \varepsilon_1^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_2^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_3^T \end{bmatrix}}_{\text{Permittivité}} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

2.5 Choix des directions des axes de coordonnées

Par convention, la direction des coordonnées 3 représente la direction de la polarisation du matériau, figure I. 3. Les céramiques PZT sont isotropes, et ont donc $d_{31} = d_{32}$ et $d_{24} = d_{15}$. En revanche, les coefficients d_{31} et d_{32} du PVDF peuvent être différents, ce qui permet une certaine quantité de découplage entre les directions 1 et 2.

Selon l'équation I.13, lorsqu'un champ électrique E_3 est appliqué parallèlement à la direction de polarisation d'un matériau PZT, le transducteur piézoélectrique se dilate le long de son épaisseur S_{33} ; son amplitude est régie par le coefficient d_{33} .

L'équation I.13 indique également qu'un champ électrique E_1 perpendiculaire à la direction de la polarisation (3) produit une déformation de cisaillement S_{13} , commandée par la constante piézoélectrique d_{15} .

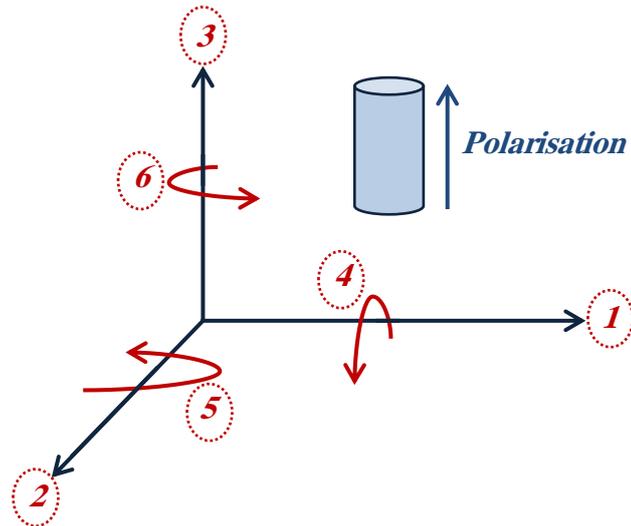


Figure I. 3 : Convention des directions des axes : la polarisation P parallèle à l'axe 3.

De même, une déformation de cisaillement S_{23} se produit si un champ électrique E_2 est appliqué; elle est commandée dans ce cas par la constante d_{24} .

Ce type d'actionnement (déformation de cisaillement) offre une caractéristique très intéressante : c'est que d_{15} / d_{24} est le plus grand parmi tous les coefficients piézoélectriques ($500 \cdot 10^{-12} \text{ C / N}$ pour le PZT contre $300 \cdot 10^{-12} \text{ C / N}$ pour d_{33} et $-150 \cdot 10^{-12} \text{ C / N}$ pour d_{31}), voir le tableau I. 1.

<i>Constantes Piézoélectriques</i>	<i>PZT</i>	<i>PVDF</i>
$d_{33} (10^{-12} \text{ C/N ou m/V})$	300	-25
$d_{31}, d_{32} (10^{-12} \text{ C/N ou m/V})$	$d_{31} = d_{32} = -150$	Uni-axial : $d_{31} = 15$ $d_{32} = 3$ bi-axial : $d_{31} = d_{32} = 3$
$d_{15}, d_{24} (10^{-12} \text{ C/N ou m/V})$	$d_{15} = d_{24} = 500$	$d_{15} = d_{24} = 0$

Tableau I. 1 : Constantes Piézoélectriques : d_{33} , d_{31} et d_{15} pour le PZT et le PVDF. Source : A. Prement [6].

Les différents modes de fonctionnement associés aux coefficients piézoélectriques d_{33} , d_{31} , d_{33} et d_{15} sont illustrés dans la figure I. 4. [6].

2.6 Coefficients de couplage électromécanique

Les coefficients de couplage électromécanique (EMCC) sont des paramètres très importants pour la description des matériaux piézoélectriques. Ils mesurent la conversion de l'énergie

électrique en énergie mécanique et vice versa. Le facteur de couplage électromécanique est une expression reliant la quantité d'énergie qui peut être convertie de la forme électrique à la forme mécanique, ou vice versa. Pour les différents modes d'actionnement, le facteur de couplage peut être exprimé par l'équation I.15.

$$k^2 = \text{Energie convertie} / \text{Energie fournie} \quad (\text{I.15})$$

L'équation I.15 représente l'expression générale du facteur de couplage électromécanique. L'énergie convertie peut être électrique ou mécanique selon le cas et de même pour l'énergie fournie.

Considérons par exemple le transducteur piézoélectrique linéaire de la figure I.4, a. Il se compose de n disques identiques empilés de matériau piézoélectrique, chacun d'eux polarisé à travers son épaisseur. Si on suppose que la contrainte, la déformation, le champ électrique et le déplacement électrique sont unidimensionnels et parallèle à la direction de la polarisation, le facteur de couplage électromécanique k^2 peut être défini par l'équation I.16:

$$k^2 = \frac{d_{33}^2}{S^E \varepsilon^T} = \frac{n^2 d_{33}^2 K_a}{C} \quad (\text{I.16})$$

Avec : n est le nombre de disque, C est la capacité du transducteur à vide (pas de force externe) et K_a est la rigidité en court-circuit ($V = 0$).

Le facteur de couplage électromécanique peut aussi être déterminé expérimentalement à partir des mesures de l'impédance complexe (la Fonction de Réponse en Fréquence (FRF)). Celle-ci est appelée méthode de la résonance-antirésonance. Ce facteur de couplage s'exprime par l'équation I.17:

$$k^2 = \frac{z^2 - p^2}{z^2} \quad (\text{I.17})$$

Avec : p est la fréquence propre de la structure quand les électrodes sont court-circuitées, et z est celle quand elles sont en circuit ouvert.

3. Etat de l'art sur le contrôle des vibrations

Dans cette partie du manuscrit je présente l'état de l'art de l'application des transducteurs piézoélectriques et les différentes techniques de contrôle de vibrations proposées dans la littérature, en décrivant les avantages et les inconvénients de chacune d'elles.

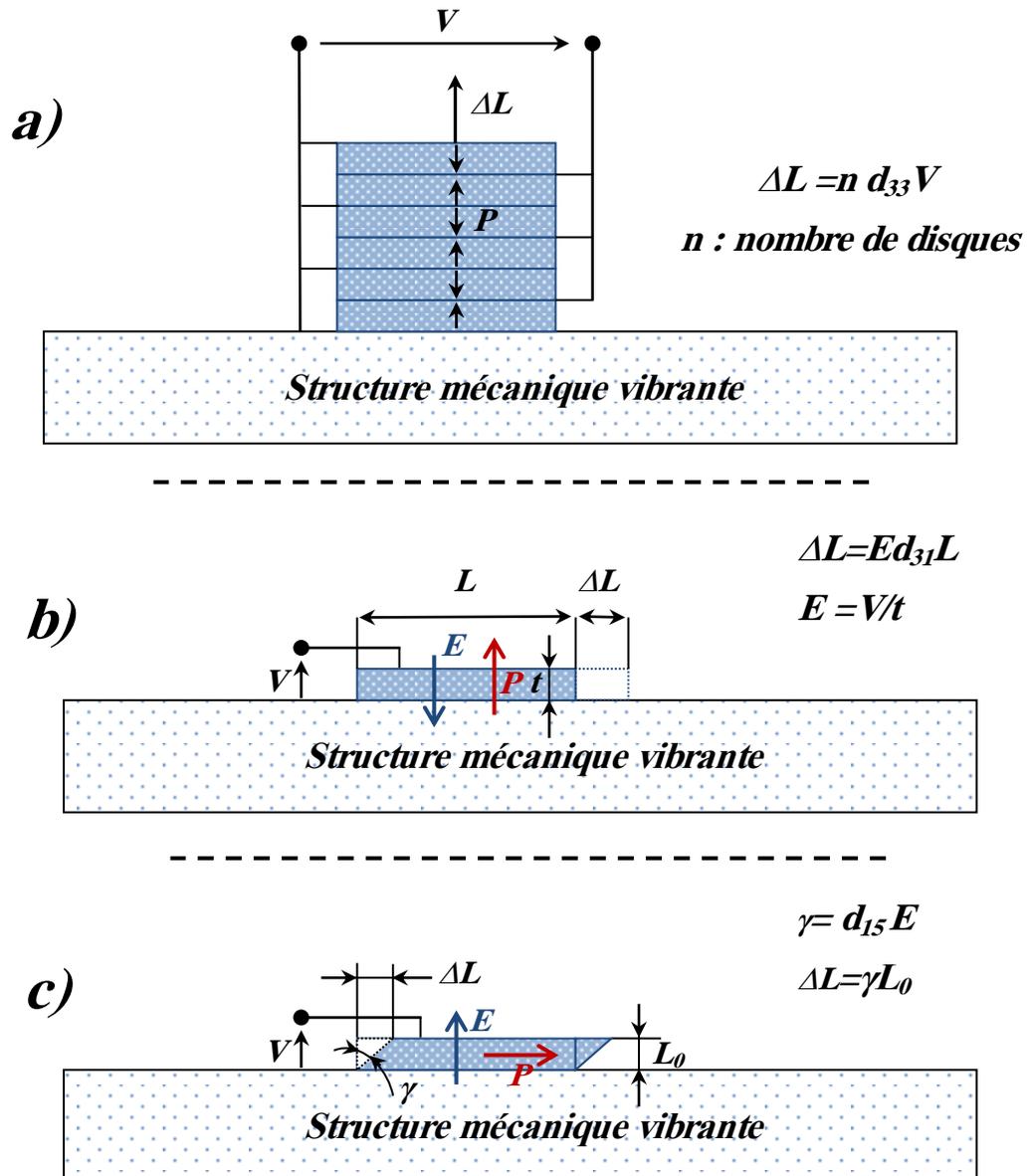


Figure I. 4 : Modes d'actionnement des actionneurs piézoélectriques.

3.1. Motivations

Les vibrations mécaniques couvrent une gamme d'amplitudes allant des mètres (génie civil) à des nanomètres (mécanique de précision). Elles sont très étudiées dans la littérature [6]. Cette forte étude est motivée par leurs effets néfastes (le manque de confort, de sécurité et de précision) sur les systèmes. Ce sont les principales motivations du contrôle de vibrations dans de nombreux domaines de l'ingénierie.

- *Sécurité* : L'insécurité peut être due à une défaillance structurale induite par des vibrations mécaniques. Les vibrations mécaniques d'amplitudes importantes sont parmi les principales sources d'endommagement des structures résonnantes si le

domaine fréquentiel de la force appliquée induite par ces vibrations couvre la fréquence de résonance de la structure. Le plus célèbre exemple est le pont d'Angers figure I. 5, qui se détruisit sous les pas d'une troupe militaire marchant en cadence et faisant ainsi entrer le pont en résonance^{*}, lallart [5]. Le pont de Tacoma Narrows, figure I.6, aux États-Unis est un deuxième exemple. Ce pont s'effondra après être entré en résonance sous l'effet du vent. D'autres exemples dans le génie civil comme la réponse du bâtiment au tremblement de terre ou dans le génie mécanique comme la fatigue des pièces mécaniques dans les machines.

- *Confort*: Les exemples où les vibrations préjudiciables au confort sont nombreux: le bruit et les vibrations mécaniques dans les hélicoptères, les suspensions des voitures, l'isolation acoustique du conducteur vis-à-vis du bruit du moteur...etc.
- *Fonctionnement des dispositifs de précision*: De nombreux systèmes d'ingénierie de précision, en particulier les systèmes optiques, ont imposé des restrictions sévères sur les vibrations mécaniques. Citons les machines-outils de précision, les Wafer steppers^{**}, figure I. 7, et les télescopes sont des exemples typiques dans lesquels les vibrations sont strictement indésirables.

L'atténuation des vibrations peut être obtenue de différentes manières, en fonction notamment des besoins souhaités. Les plus courants sont le contrôle de la raideur, l'isolement et l'amortissement.



Figure I. 5 : Pont de la Basse-Chaine, Angers après l'effondrement sous l'effet de la marche militaire en cadence. Source : Wikipédia.

^{*} Depuis cet accident, il est en vigueur dans le code militaire de rompre le pas lors de la traversée des ponts.

^{**} Wafer steppers sont parmi les machines de production les plus importantes pour la fabrication de puces.

Le contrôle de la raideur consiste à décaler la fréquence de résonance de la structure au-delà de la bande de fréquences d'excitation. L'isolement consiste à empêcher la propagation des perturbations dans les parties sensibles du système. En revanche l'amortissement consiste à réduire les pics de résonance en dissipant l'énergie vibratoire.



Figure I. 6 : Pont de Tacoma Narrows au moment de l'effondrement sous l'effet du vent.

Source : Conseil national de recherches Canada.



Figure I. 7: Wafer steppers ASML. Source: www.zeiss.com.

Selon une approche énergétique, les différentes méthodes d'amortissement des vibrations se divisent en quatre classes principales selon les critères suivants :

Les méthodes passives : Ces méthodes ne nécessitent aucune énergie extérieure, que cela soit pour la partie opérative ou de commande.

Les méthodes actives : Elles nécessitent d'importantes énergies que cela soit pour la partie opérative et la partie commande. De telles techniques sont encombrées par une chaîne de traitement complexe, incluant capteurs, amplificateurs et actionneurs.

Les méthodes semi-passives : Elles ne nécessitent pas d'énergie pour la partie opérative, et une faible énergie quant à la partie commande du système. Le système peut s'autoalimenter.

Les méthodes semi-actives : Elles n'ont besoin que d'une faible énergie pour les deux parties du système. Nous rappelons dans le paragraphe suivant brièvement le principe des différentes techniques.

3.2. Techniques passives

Le principe général des techniques passives consiste à ajouter des pertes au système vibrant. Ces pertes sont représentées par un circuit électrique équivalent dissipatif (Fig.I.8) qui exploite la capacité des matériaux piézoélectriques pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. L'énergie mécanique est donc dissipée sous forme de chaleur par effet joule. Cette énergie dissipée traduit ainsi l'atténuation des vibrations à contrôler.

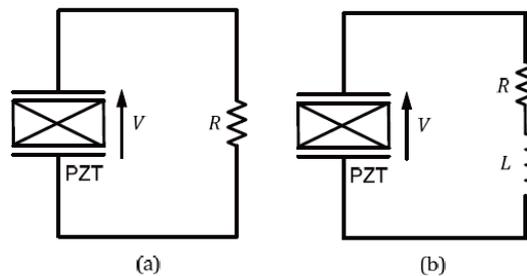


Figure I. 8 : Shunts d'amortissement passif: (a) shunt résistif et (b) shunt inductif.

Le célèbre circuit électrique de dissipation formé d'une inductance et d'une résistance (RL) était proposé pour la première fois par R. L. Forward en 1979 [7]. Les avantages de ce circuit sont intéressants du fait que : i) L'inductance assure la maximisation de l'énergie électrique convertie. Cette énergie convertie peut être exploitée comme source d'énergie ambiante récupérée, et, ii) La résistance assure la dissipation de cette énergie par effet joule. L'énergie

dissipée correspond en fait aux vibrations amorties. Le circuit peut donc être utilisé dans le domaine de contrôle des vibrations.

<i>Shunt</i>	<i>L optimale</i>	<i>R optimale</i>
<i>R</i>	/	$\frac{1}{p C_{statique}}$
<i>RL série</i>	$\frac{1}{p^2 C_{statique}}$	$\frac{2k}{p C_{statique}}$
<i>RL parallèle</i>	$\frac{1}{p^2 C_{statique}}$	$\frac{1}{2p C_{statique}k}$

Tableau I. 2 : Valeurs optimales de R en Ohm et L en Henry ; p et k sont respectivement : la fréquence propre en court-circuit et le couplage électromécanique pour un mode de vibration particulier et $C_{statique}$ est donnée par l'équation I. 18.

En 1991, l'amortissement des vibrations d'une structure et les valeurs optimales des éléments R et L correspondantes ont été analysés par N. W. Hagood [8]. L'auteur considère la résistance et l'inductance branchées en série. Des formules analytiques pour le shunt résistif (R) et inductif-résistif (RL) ont été fournis et les valeurs optimales de R et L ont été données (Tableau I.2). Quelques années plus tard, en 1996, une deuxième proposition a été faite par S.Y. Wu [9] où la résistance et l'inductance sont considérées en parallèles. Les valeurs optimales de l'inductance et de la résistance sont calculées de manière à avoir une fréquence de résonance électrique égale à la fréquence de résonance mécanique de la structure. Le circuit oscillatoire LC_0 est créé par l'inductance et la capacité interne du transducteur piézoélectrique. Au voisinage de ce point de fonctionnement, l'énergie mécanique convertie et dissipée dans le circuit électrique sera maximale ce qui produira une atténuation maximale de la fréquence de vibration ciblée par l'amortissement.

Les valeurs optimales des composants électriques (la résistance et l'inductance), à utiliser pour un shunt RL qui assure un amortissement structural maximal, sont résumées dans le tableau I.2. La valeur de la capacité statique du système est donnée par l'équation I. 18.

$$C_{statique} = c \left(1 - k^2 + k^2 \frac{K^E}{K^E K} \right) \quad (I.18)$$

Où K^E est la rigidité de la structure lorsque les électrodes sont en court-circuit. K est la rigidité de la structure seule sans les éléments piézoélectriques. C est la capacité du

transducteur à vide (sans contrainte externe) et k : est le facteur de couplage électromécanique.

L'application du circuit, au cas des vibrations multimodales, a été introduite par J. J. Hollkamp [10] en 1994. Celui-ci a utilisé plusieurs circuits RLC connectés en parallèle (figure I. 9.d). En 1998 d'autres circuits parallèle- série ont été utilisés par S.Y. Wu [11] (figure I. 9. e).

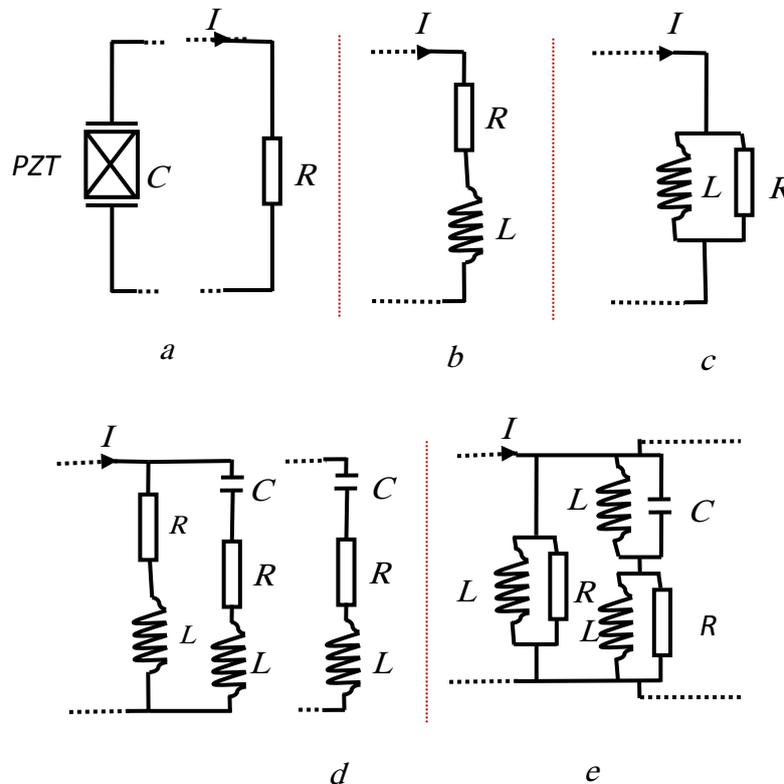


Figure I. 9 : Shunts passifs proposés dans la littérature : a) Shunt résistif, b) Shunt RL série, c) Shunt RL parallèle, d) Shunt multimodal [10], e) Shunt multimodal [11].

Il est à noter que les shunts RL, utilisés surtout dans les systèmes de contrôle des vibrations, présentent un inconvénient majeur à cause de la valeur élevée de l'inductance L . La valeur typique est de l'ordre des milliers de Henry surtout en ce qui concerne les premiers modes de vibration. Plus la valeur de la fréquence propre diminue, plus la valeur de l'inductance augmente, voir l'expression de L dans le tableau I. 2. Malheureusement, ces premiers modes sont les plus énergétiques et donc ils sont souvent les plus ciblés. Si on utilise des inductances de valeurs élevées le circuit de commande devient plus lourd et encombrant. En revanche pour palier au problème de valeur et de dimension de la composante, L peut être substitué par un circuit électronique actif qui simule le comportement d'une inductance. L'inductance

fictive peut atteindre une valeur beaucoup plus grande (jusqu'à des milliers de Henries), Figure I. 10, [12] et [24].

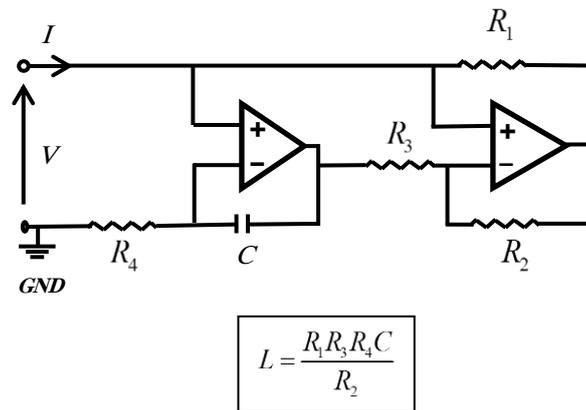


Figure I. 10 : Circuit électronique actif d'une inductance, circuit de *Riordan* [24].

Bien que les techniques passives ont des avantages telles que la grande facilité de mise en œuvre du système électrique et la stabilité inconditionnelle ; néanmoins, ils présentent les inconvénients suivants :

- L'échange de l'énergie est localisé dans la partie de la structure contenant l'élément piézoélectrique.
- Dans le cas du contrôle des modes à basses fréquences, la valeur de l'inductance requise, simulée par un circuit électronique actif, est très élevée ce qui rend le système électrique complexe.
- La méthode est très sensible aux variations environnementales et n'est fiable que dans la gamme de fréquence du mode de résonance ciblé.

3.3. Etat de l'art des techniques actives

Un système de contrôle est dit actif si au moins un actionneur exerce une force sur une structure vibrante dans des points bien définis selon une loi de commande. Il est alimenté par des capteurs et une source d'énergie extérieure. Figure I.11 représente un exemple de chaîne de contrôle actif d'une structure. Les contrôles actifs des vibrations sont apparus bien avant le contrôle passif, dans les années 30, mais ils n'ont été réellement utilisés que lors de l'apparition des processeurs de signaux digitaux dans les années 80. Dès lors, ils se sont améliorés alternativement avec les techniques passives afin de s'affranchir progressivement des limitations des techniques passives qui sont insuffisantes (voir inefficaces) pour certains types d'applications exigeant des performances d'amortissement élevées.

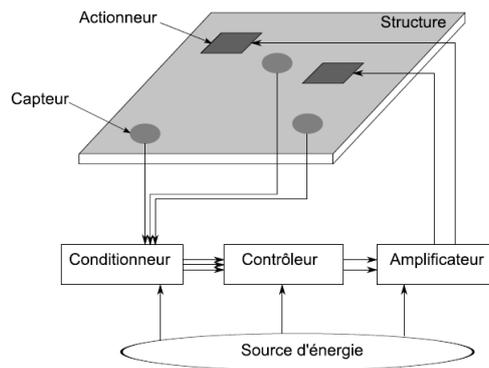


Figure I. 11 : Chaîne de contrôle actif d'une structure.

3.3.1 Classification selon la stratégie de contrôle

Selon la stratégie de contrôle utilisée, on distingue deux types de contrôle actif :

- *Contrôle par rétroaction (Feedback control)* : Dans le cas de cette stratégie de contrôle, la commande est générée suivant la réponse de la structure. Cela requière la maîtrise du comportement dynamique de la structure en plus des perturbations susceptibles.
- *Contrôle par anticipation (Feedforward control)*: Cette stratégie de contrôle fût proposée pour la première fois par P. Lueg en 1936 [13]. Contrairement au contrôle par rétroaction, elle est basée essentiellement sur la disponibilité de l'information relative à la perturbation à laquelle le système est soumis.

3.3.2 Classification selon le positionnement des transducteurs

Une deuxième classification des techniques actives a été fournie dans la littérature selon le positionnement des transducteurs dans la structure :

- *La topologie globale* : Le capteur et l'actionneur peuvent ne pas être positionnés dans le même endroit. Cette configuration offre la possibilité d'effectuer une mesure à l'endroit même où l'amortissement du système vibrant est désiré tout en maximisant l'action de l'actionneur que l'on peut placer indépendamment du capteur. Cette topologie stabilise souvent la structure de façon globale mais elle est sensible aux erreurs de modélisation.

La topologie locale : Le positionnement du capteur et de l'actionneur sont placés dans le même point. Cette méthode est robuste, ses lois de commande sont très simples mais elle est limitée par le placement imposé de la paire capteur/actionneur. Elle n'est efficace que localement et la stabilité n'est assurée qu'au point où se situe la paire

capteur/actionneur. Il est à noter ici qu'il est insuffisant de contrôler un seul point fixe parmi toute la structure. L'erreur de commande sera importante. Il est plutôt recommandé d'associer à chaque transducteur son dual de telle sorte que le produit des signaux générés par de l'actionneur et le capteur représente effectivement l'énergie (puissance) échangée entre la structure et le système de commande, par conséquent la commande sera plus précise. Ces systèmes sont dits souvent systèmes **colocalisés**, A. Prement [6].

- Une amélioration des performances du contrôle local est le *contrôle décentralisé*. C'est un contrôle qui consiste à définir un ensemble de contrôleurs locaux et autonomes A. Preumont et Al. [14]. La structure est décomposée en sous-systèmes qui sont chacun munis de capteurs et d'actionneurs colocalisés et commandés indépendamment les uns des autres. L'avantage de cette topologie c'est que chacune des boucles de contrôle, qui correspond à une paire capteur/actionneur, peut être modélisée séparément et le calcul d'un modèle complet n'est plus nécessaire.
- Une hybridation entre les deux topologies globale et locale peut être rencontrée dans la littérature, il est appelé *contrôle hiérarchisé*. Pour ce faire, la structure est décomposée de la même manière que dans le cas du contrôle décentralisé sauf que le contrôleur global pilote les contrôleurs locaux dont les informations sont traitées de manières plus ou moins indépendantes et dont les gains sont ajustés de façon à minimiser la fonction représentant le coût globale. Cette stratégie de contrôle est largement utilisée. Nous citons à titre d'exemple les travaux de J. Der Hagopian et Al. [15].

3.3.3 Classification selon la loi de commande

Les lois de commande possibles concernant le contrôle actif sont illimitées. Elles sont développées afin d'assurer un contrôle efficace, robuste et multimodal. En revanche ces performances recherchées dépendent du nombre de paramètres et des objectifs du système à contrôler. Nous citons à titre d'exemple la complexité et le type de structure à contrôler, continue ou discrète, linéaire ou non linéaire, avec ou sans couplage. De nombreux algorithmes de commande peuvent être envisagés :

- *Commande linéaire* : Elle est conçue notamment pour contrôler les systèmes linéaires. La commande Linéaire Quadratique (LQ) est l'une des méthodes dont les algorithmes sont largement utilisés. Cette commande garantit un compromis acceptable entre les performances de l'amortissement désiré et l'énergie consommée par les actionneurs, E.R. Barne [16].

- *Commande non linéaire* : Lorsque le comportement de la structure est fortement non linéaire, les commandes linéaires ne sont plus assez efficaces. Parmi les solutions proposées citons les travaux de M.K. Kwak et Al. [17], dans lesquels les algorithmes développés sont basés sur la logique floue. Ils sont intéressants pour le réglage des structures non linéaires ou pour les systèmes qui ne possèdent pas de modèle mathématique. La stabilité et la robustesse de ces algorithmes ont été testées et développées sur diverses applications M. Malhis et Al. [18].
- *Commande robuste* : Afin de garantir les performances d'un bon amortissement et la stabilité souhaitée cette stratégie de contrôle est nécessaire surtout en ce qui concerne les structures vibrantes dont les caractéristiques mécaniques sont variables ou soumises à un environnement variable.
- *Commande adaptative* : Cette stratégie de commande convient aux structures dont le comportement n'est pas fortement non linéaire. La commande linéaire adaptative peut réduire les vibrations de manière efficace. Bien que efficace, ces méthodes sont souvent liées à des applications spécifiques. Elle est efficace seulement autour du point de fonctionnement considéré. Cette spécificité est considérée comme inconvénient majeur de la méthode.

Finalement, bien que ces approches actives soient différentes, elles partagent le même inconvénient primordial notamment l'utilisation d'une chaîne complexe composée d'une unité de calcul, d'un système de capteur et d'actionneurs, d'une loi de contrôle, d'amplificateurs pour alimenter les actionneurs et d'une source d'énergie extérieure. En revanche, elles sont efficaces en termes de performances quant à l'amortissement des systèmes vibrants et leur stabilité.

3.4. Techniques semi-actives et semi-passives

Les inconvénients des deux techniques passives et actives, cités auparavant, ont motivé la communauté scientifique à développer de nouvelles techniques plus robustes dites semi-actives ou semi-passives. Les termes semi-passif et semi-actif sont utilisés dans la littérature [3], [5], [8]...etc. pour caractériser une catégorie de circuits, dédiés à l'amortissement des vibrations, constitués d'un shunt électrique avec alimentation externe. Si cette énergie est utilisée uniquement pour alimenter le système de commande c'est une méthode semi passive ; sinon, il s'agit d'un contrôle semi-actif. Les avantages de ces techniques se résument comme suit :

- Elles minimisent la sensibilité aux variations environnementales et aux petites variations de la fréquence propre.
- Elles sont moins encombrantes du point de vue pratique puisque la valeur de l'inductance requise dans la gamme des basses fréquences est plus faible.

3.4.1 Techniques SSD

« Un transducteur piézoélectrique est plus rigide en circuit ouvert qu'en circuit fermé ». Cette idée était à l'origine du lancement des travaux de recherche dans le domaine de la commutation synchronisée en anglais Synchronized Switch Damping. Le Laboratoire de Génie Electrique et de Ferroélectricité (LGEF) à Lyon est parmi les pionniers dans ce domaine. En 1999 et 2000, C. Richard [19] et W. Clark [20] ont proposés respectivement les premières solutions. W. Clark a proposé en 2000 [20] l'amortissement des vibrations d'une structure par commutation d'état (*State Switch Damping (SSD)*). Les électrodes s'ouvrent lorsque la structure commence à s'éloigner de sa position d'équilibre et se ferment lorsque la structure commence à se déplacer dans la direction opposée. C. Richard et al. [19] en 1999 ont proposé par contre de fermer les électrodes pendant une très courte fenêtre de temps, lorsque la vitesse de vibration change de signe. La méthode a été baptisée l'amortissement par commutation synchronisé (*Synchronized Switch Damping (SSDS)*), figure I. 12. Le principe de cette dernière (SSD) consiste à maintenir le signe de la charge électrique du transducteur piézoélectrique opposé au signe de la vitesse de vibration, ce qui produit ainsi un effet équivalent au frottement sec.

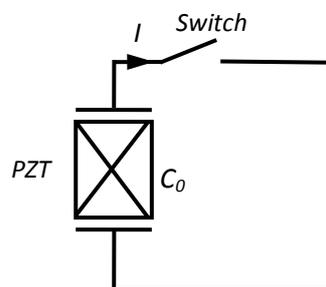


Figure I. 12: Synchronized Switch Damping (SSDS).

Cette technique est robuste vis à vis de la variation de la fréquence mais elle est moins performante par rapport à la méthode du shunt RL. Afin d'améliorer les performances de la méthode les mêmes auteurs en l'an 2000 [3] ont proposé de fermer le circuit sur une inductance au lieu d'une résistance. Cette nouvelle technique est connue sous le nom d'amortissement par commutation synchronisé sur l'inducteur (*Synchronized Switch Damping*

on Inductor SSDI (SSDI)). Les performances de la méthode SSDI sont similaires à celles du shunt classique RL. Elle ne nécessite aucun réglage précis de la fréquence du mode ciblé puisqu'elle est insensible aux variations de la fréquence de résonance de la structure. Elle requiert des inductances moins encombrantes que celles du shunt RL. Cet avantage l'a propulsé parmi les méthodes les plus utilisées. Néanmoins, elle présente des inconvénients telles que : i) Sa réalisation est compliquée puisqu'elle nécessite un déclencheur externe pour la commutation. ii) Elle est très sensible au moment et durant la commutation. iii) Elle est moins efficace en ce qui concerne le contrôle des systèmes multimodales, Figure I. 13.

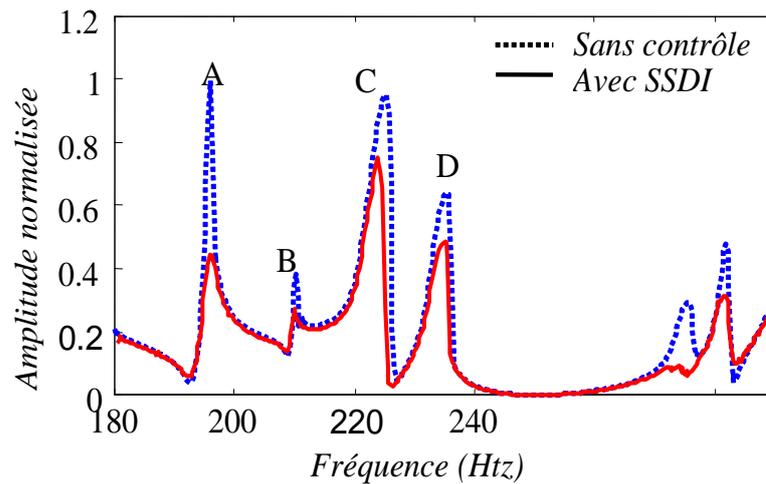


Figure I. 13 : Amplitude de vibration d'une poutre encastree.

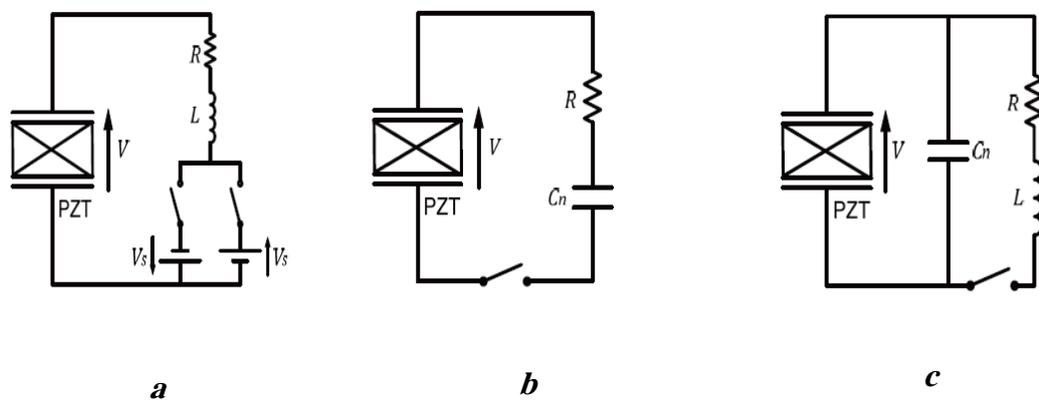


Figure I. 14: Techniques SSDV, SSD-NC et SSDI-NC.

H. Ji et Al. [4] ont proposé de remplacer l'inductance par une capacité négative. La méthode a été appelée amortissement par commutation synchronisé sur capacité négative (*Synchronized*

Switch Damping on Negative Capacitance (SSD-NC)), figure I. 14. b. Cette technique peut être considérée comme une amélioration de la méthode SSD puisque l'utilisation de la capacité négative contribue à augmenter le facteur de couplage électromécanique et à diminuer artificiellement la valeur de la capacité interne du transducteur piézoélectrique.

3.4.2 Evolution de la technique SSDI

Le principe de la technique est basé sur la commutation du signe de la tension. La commutation d'une électrode à l'autre électrode de la source de tension appliquée permet d'augmenter la tension du transducteur piézoélectrique dont le signe est opposé à celui de la tension et de l'amplitude de la vibration. E. Lefeuvre et al. [21], ont appelé cette technique amortissement par commutation synchronisée sur source de tension (*Synchronized Switch damping on Voltage source (SSDV)*), figure I. 14. a. Une amélioration de SSDV a été proposée par (A. Badel et al. [22]). L'amélioration consiste à adapter la source de tension à l'amplitude de la vibration désirée. La complexité de la méthode était un vrai frein quant à son utilisation. Par ailleurs, la technique SSDI a été améliorée par S. Harari et al. [23] en 2009. L'objectif consistait à contrôler plusieurs modes en même temps ou à contrôler des systèmes soumis à des excitations multimodales. Elle est appelée: (*Modal Synchronized Switch Damping on Inductor SSDI-Max (SSDI-Max.)*). Cette technique est décrite dans le troisième chapitre.

En 2011, Mokrani et al. [24] ont combiné l'adaptabilité de SSDI développée par C. Richard [3], et la méthode dite de la capacité négative développée par H. Ji [4], afin d'amortir davantage les vibrations. Cette technique est appelée amortissement par commutateur synchronisé sur inductance et capacité négative en anglais (*Synchronized Switch Damping on Inductor and Negative Capacitance (SSDI-NC)*), figure I. 14. c. L'ajout d'une capacité négative réduit la capacité interne du transducteur piézoélectrique et contribue par conséquent à l'amortissement des vibrations. Les configurations série et parallèle de la capacité négative avec le transducteur piézoélectrique ont été étudiées et comparées, et les paramètres du système équivalent ont été établis dans le cadre de ce travail [24].

Une autre amélioration a été proposée par E. M. Qureshi et Al. [25] en 2014. Il s'agit de la technique appelée : *Synchronized Switch Damping on Negative Capacitance and Adaptive Voltage sources (SSDNCAV)*. La technique combine le phénomène de diminution de la capacité du transducteur avec la capacité négative et la synchronisation de la source de tension avec l'amplitude de la vibration pour amortir efficacement les vibrations structurelles. Cette technique est assez compliquée à mettre en œuvre dans le cas réel.

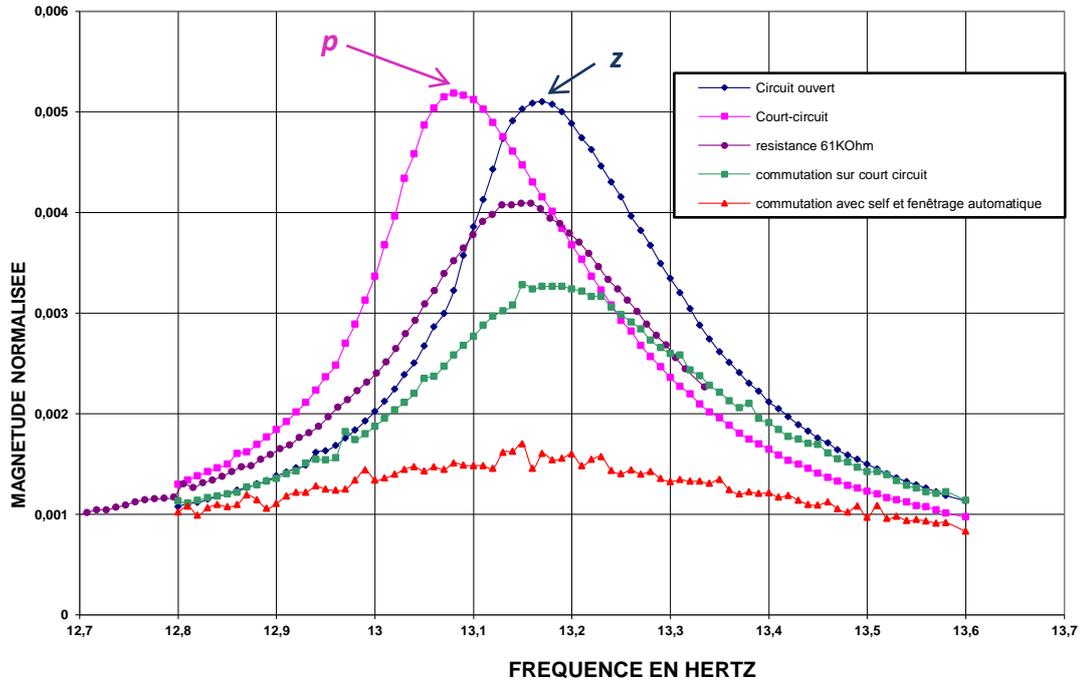


Figure I. 15: Résonance d'une poutre encastrée en aluminium utilisant différentes techniques de contrôle.

4. Récupération de l'énergie vibratoire

Plusieurs stratégies de contrôle de l'amortissement des vibrations par dissipation de l'énergie mécanique d'une structure vibrante ont été décrites dans les paragraphes précédents. Cependant, au lieu de dissiper cette énergie mécanique, il y a lieu de la convertir en énergie électrique. Elle peut être récupérée sous forme électrique et stockée pour un usage futur. Un état de l'art des systèmes de récupération de l'énergie ambiante est exposé dans la section suivante.

4.1 Progrès de la technologie des processus vs. Progrès des sources d'alimentation

Au cours des dernières décennies, l'utilisation de capteurs sans fil et l'électronique portable a connu une croissance constante. Ce domaine de l'électronique publique et de l'instrumentation électronique mobile est alimenté à partir d'une source d'énergie embarquée. Ces sources d'énergies sont souvent des piles électrochimiques qui exigent d'être bien entretenues et en évolution constante. Si l'on compare l'évolution des batteries au progrès de la technologie informatique (Figure I. 16) on voit bien que celle-ci a presque stagné par exemple sur une durée de 6 ans. Dans le même temps la technologie informatique, qui est étroitement liée à la source d'énergie électrique, progresse selon une fonction exponentielle.

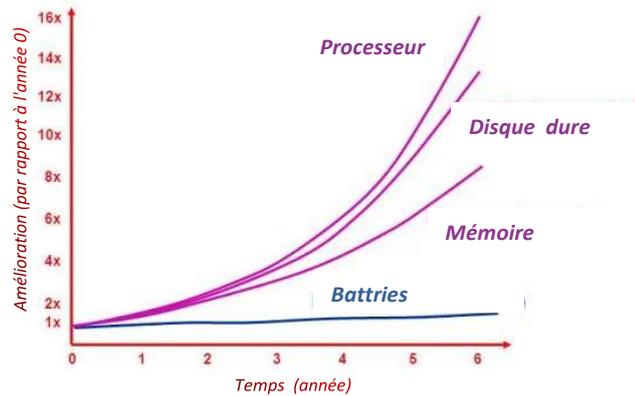


Figure I. 16: Comparaison Progrès technologie informatique vs. technologie batterie.
(Intel vs. Duracell).

Dans le but de prolonger la durée de vie des sources d'énergie et de réduire le volume de l'instrumentation électronique la communauté scientifique s'est attelée à développer de nouvelles technologies qui permettent d'obtenir l'énergie électrique à partir de l'énergie ambiante gaspillée avoisinante du dispositif à alimenter. C'est la récupération de l'énergie ambiante. La récupération de l'énergie est définie donc comme l'extraction d'une quantité d'énergie électrique d'une ou plusieurs sources d'énergie non électriques environnantes. L'énergie non électrique (mécanique, vibratoire, thermique, photo voltaïqueetc.) est ensuite convertit en énergie électrique qu'on stocke pour être utilisée selon le besoin. Les raisons du développement de l'énergie renouvelables sont multiples. Citons quelques avantages. Le besoin en sources d'énergie électriques nomades est croissant ; en plus l'énergie récupérée est peu coûteuse, hautement efficace et propre. Ces avantages ont motivé davantage les scientifiques à récupérer les énergies perdues dans l'environnement sous différentes formes : mécanique, vibratoire, magnétique, électrostatique, thermique, photo voltaïqueetc. Nous nous intéressons particulièrement dans cette thèse à l'énergie vibratoire.

4.2 Sources d'énergie vibratoire

Bien que plusieurs sources, d'énergie sont disponibles dans l'environnement, l'énergie vibratoire est parmi la plus répandue, la plus omniprésente et la plus accessible.

Citons les machines vibrantes, les structures mécaniques vibrantes (ponts, smart roads, gymnases*, mouvement de l'être humain, éolien, courant marin (Fig. I. 17) ...etc.). La récupération de l'énergie à partir du mouvement du corps humain est l'un des enjeux futurs les plus attirants. Dans le domaine militaire par exemple, il est possible d'assurer l'autonomie énergétique des milliers de soldats, dans site isolé dépourvu de, source électrique. L'idée consiste à coller des patches de matériaux piézoélectriques sur les semelles des bottes de soldat pour alimenter les radios de transmission et d'autres dispositifs électroniques portatifs, figure I. 18. Les puissances mécaniques converties en puissances électriques fournies par les différents générateurs montés sur les chaussures sont résumées dans le tableau I. 3.

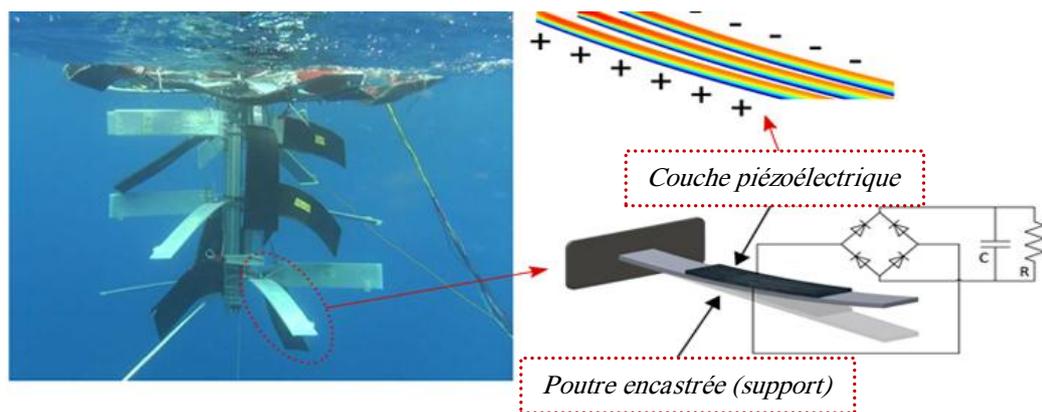


Figure I. 17: Récupération de l'énergie des vagues à l'aide de patches piézoélectriques. Source: *Piezoelectric Energy Harvesting (PEH)*, by Stewart McWilliam and Atanas Popov (Université de Nottingham).

Type de générateur	Puissance mécanique entrante	Puissance électrique sortante
Générateur rotatif	500 mW	250 mW
Piézoélectrique PZT unimorphe sous le talon (mode 3-1)	120 mW	1.8 mW
PVDF piézoélectrique dans la semelle intérieure	220 mW	1.1 mW
Piézoélectrique PZT bimorphe sous le talon (mode 3-1).	71.8 mW	8.4 mW

Tableau 1.3 : Puissances électriques générées à partir de différents générateurs montés sur chaussures. Source : J. L. Gonzalez et Al. [26].

* Plusieurs gymnases, notamment à Portland sont alimentés par une combinaison d'installations piézoélectriques et des générateurs mis en place sur les vélos stationnaires.



Figure I. 18: Matériaux piézoélectriques dans des bottes de soldat pour alimenter des appareils électroniques portatifs.

Les niveaux d'énergie récupérable à partir des mouvements du corps humain sont donnés dans le tableau I. 4.

<i>Activité</i>	<i>Puissance</i>	<i>Pertes mécaniques</i>	<i>Rendement de la conversion</i>	<i>Pertes électriques</i>	<i>Puissance récupérable</i>
<i>Doigts (Taper)</i>	6.9 mW	10 %	50 %	10 %	2.8 mW
<i>Membres supérieurs</i>	3 W	50 %	11 %	10 %	150 mW
<i>souffler</i>	0.83 W	10 %	11 %	10 %	74 mW
<i>Marcher</i>	67 W	75 %	50 %	10 %	7.5 W

Tableau 1.4 : Puissances générées et récupérables à partir du mouvement humain de la vie quotidienne. Source : J. L. Gonzalez et Al. [26].

4.3 Circuits d'interface de récupération de l'énergie

Le développement des systèmes de récupération de l'énergie vibratoire a été accompagné par la conception de circuits électroniques de gestion de l'énergie récupérée. Ces dispositifs sont chargés de transférer l'énergie récupérée par le transducteur piézoélectrique vers l'alimentation de l'appareil ou dans la plupart des cas vers un circuit électronique de stockage de l'énergie électrique. Nous présentons dans les sections suivantes quelques circuits d'interface entre la structure vibrante et la charge à alimenter.

4.3.1 Circuit d'interface standard

La figure I. 19 représente le circuit d'interface standard de récupération de l'énergie vibratoire. Ce circuit est largement utilisé dans le traitement linéaire de la puissance générée par le transducteur piézoélectrique. Il est entièrement passif, c'est-à-dire qu'il n'a pas besoin de contrôle. Par conséquent, il est plus facile à mettre en œuvre. L'élément piézoélectrique est directement relié à la charge R_L par l'intermédiaire d'un redresseur à pont de diodes et d'un condensateur de lissage C_L .

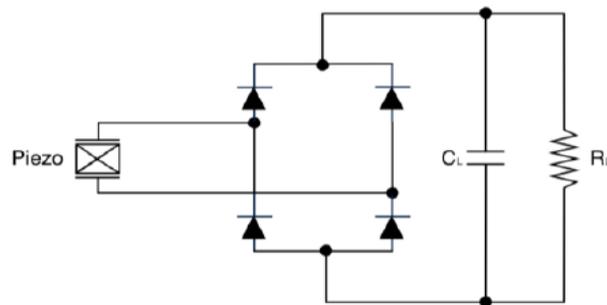


Figure I. 19: Dispositif d'interface standard contenant un pont redresseur.

4.3.2 Circuit interface SSHI parallèle et série

La technique SSHI a été proposée par D. Guyomar et Al. [1]. Cette approche permet d'améliorer le coefficient de couplage du système électromécanique à l'aide de matériaux piézoélectriques. Elle permet de gagner jusqu'à 10 fois en termes d'énergie récupérée. La technique est dérivée de la technique d'amortissement vibratoire semi-passive SSD. On distingue deux configurations, SSHI parallèle (Fig. I.20) et SSHI série (Fig. I.21). La configuration SSHI parallèle tel qu'on le voit sur la figure I.20, est composée d'un commutateur (S) en série avec une inductance (L), en parallèle avec le transducteur piézoélectrique et le pont à diode.

Lorsque les vibrations, de la structure vibrante représentée par le transducteur piézoélectrique, sont maximales, l'interrupteur se ferme. La capacité interne et l'inductance constituent un circuit oscillateur dont la fréquence doit être choisie plus petite que la fréquence de vibration mécanique de sorte que le circuit résonant inversera quasi instantanément la tension de l'élément piézoélectrique et mettra par conséquent en phase la vitesse de vibration et la tension générée. En revanche dans le cas de la configuration SSHI série (Fig. I.21), le commutateur (S) et l'inductance (L) sont placés en série avec le transducteur piézoélectrique.

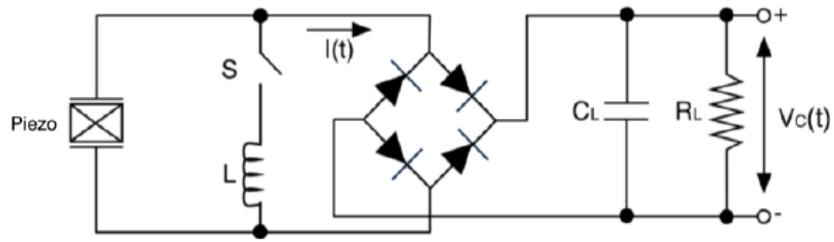


Figure I. 20: SSHI parallèle.

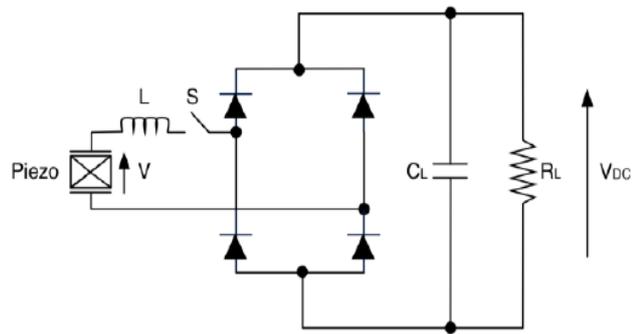


Figure I. 21: Configuration SSHI série.

4.3.3 Circuit d'interface SCEIC

Lefeuvre et Al. [27] ont également proposé un circuit d'interface dit en anglais *Synchronous Charge Extraction Interface Circuit* (SCEIC) (Figure I. 22). L'extraction est déclenchée par les maximums et les minimums du déplacement. Lorsque l'interrupteur (s) est fermé, la capacité interne du transducteur se décharge à travers l'inductance. Quand l'interrupteur (S) s'ouvre, l'énergie stockée dans l'inductance charge le condensateur de lissage C_r .

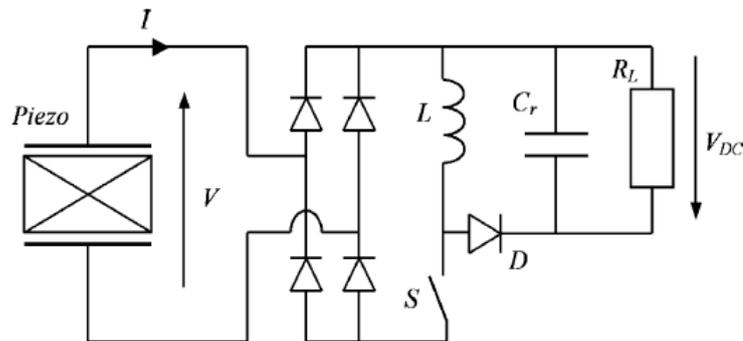


Fig. I.22 : Configuration SCEIC

4.3.4 Configuration DSSH

Lallart et Al. [28] ont développé la configuration *Double Synchronized Switch Harvesting (DSSH)* en ajoutant un convertisseur Buck-boost à la technique SSHI parallèle. Cette configuration (Fig. I. 23) est commandée différemment de la configuration SSHI parallèle. L'interrupteur S_2 n'est fermé que lorsque C_{int} est complètement chargé par le redresseur, tandis que l'interrupteur S_1 ne se ferme que lorsque l'énergie emmagasinée dans L_2 est maximale.

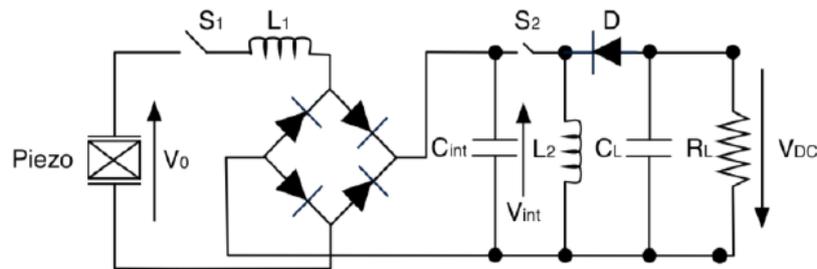


Figure I. 23: Configuration Double Synchronized Switch Harvesting.

4.3.5 Configuration ESSH

Une nouvelle technique appelée en anglais "*Enhanced Synchronized Switch Harvesting*" (ESSH) a été proposée par le même groupe de chercheurs [29]. La configuration ESSH est en fait une amélioration de la technique DSSH. Ce qui diffère de la technique DSSH du point de vue fonctionnement, le condensateur intermédiaire C_{int} ne se décharge pas complètement à travers l'inductance. Cette quantité d'énergie conservée dans C_{int} assure un meilleur compromis du synchronisme de la commutation entre l'énergie extraite et l'amortissement des vibrations.

Plusieurs autres techniques de commutation ont été rapportées par l'équipe de Guyomar. Citons, à titre d'exemples les configurations *Synchronized Switch Harvesting on Inductor using Magnetic Rectifier (SSHI-MR)*, *Hybrid SSHI* et *Synchronized Switching and Discharging to a storage Capacitor through an Inductor (SSDCI)*. Toutes ces stratégies reposent sur l'identification en temps réel de la fréquence de résonance de la structure vibrante.

<i>Technique</i>	<i>Interface standard</i>	<i>SSHI série</i>	<i>SSHI parallèle</i>	<i>DSSH et ESSH</i>
<i>Energie récupérée sous amplitude de vibration constante</i>	<i>faible</i>	<i>bonne</i>	<i>bonne</i>	<i>moyenne</i>
<i>Comment l'énergie est-elle récupérée sous un régime de couplage électromécanique faible ?</i>	<i>mauvaise</i>	<i>bonne</i>	<i>bonne</i>	<i>bonne</i>
<i>Quelle est l'indépendance de la charge ?</i>	<i>mauvaise</i>	<i>mauvaise</i>	<i>mauvaise</i>	<i>bonne</i>
<i>Comment est la récupération basse tension ?</i>	<i>mauvaise</i>	<i>bonne</i>	<i>mauvaise</i>	<i>bonne</i>
<i>Complexité d'implémentation ?</i>	<i>aucune</i>	<i>faible</i>	<i>faible</i>	<i>moyenne</i>

Tableau 1.5 : Comparaison de quelques techniques de récupération d'énergie [5].

Toutes ces études, résumées dans les sections précédentes, portent sur l'utilisation des matériaux piézoélectriques comme transducteur de contrôle des structures vibrantes. Le tableau I. 5 illustre les performances des différents circuits de récupération de l'énergie vibratoire ambiante.

5. Conclusion

Une brève introduction à la piézoélectricité et ses applications en tant que technologie de récupération d'énergie et de contrôle vibratoire a été donnée. Les fondements théoriques indispensables à la compréhension du mode de fonctionnement et d'actionnement des transducteurs piézoélectriques ont été présentés. Les formes tensorielles générale et réduite d'un transducteur piézoélectrique, convention des directions des axes et facteur de couplage électromécanique, indispensables à l'explication de la conversion de l'énergie vibratoire ambiante en énergie électrique sont donnés. Un état de l'art des techniques de contrôle et des circuits de récupération de l'énergie vibratoire est fait. De multiples exemples de microsystèmes électromécaniques (MEMS) et leurs applications industrielles sont donnés dans ce chapitre ce qui justifie le nombre élevé de publications et de brevets qu'on rencontre dans la littérature.

Chapitre II

Récupération de l'énergie vibratoire à partir de structure vibrante

1. Introduction

En raison de l'omniprésence des vibrations, la récupération de l'énergie des vibrations ambiantes a attiré beaucoup l'attention des scientifiques notamment ces dernières années, quant à leur application dans divers domaines surtout dans le domaine électronique grand public, D. Guyomar et Al. [1], F. Giusa et Al. [2]. Citons par exemple le cas de l'électronique de faible puissance, les capteurs sans fil autoalimentés (figure II.1), le domaine de la santé (figure II.2), et la production d'énergie à grande échelle, D. Dethier et Al. [30], [31] (figure II.3). La prolifération permanente des appareils électroniques sans fil et mobiles est à l'origine d'une demande croissante des micro-générateurs électriques. Cette demande s'est fait sentir dans les applications domestiques, industrielles, militaires, de santé et spatiales.



Figure II. 1: Système sans fil basé sur la récupération d'énergie (autoalimenté), *Dolphin d'EnOcean*. Source : *Rédacteurs européens de Digi-Key, 2014*.



Figure II. 2: Station d'alimentation piézoélectrique pour stimulateur cardiaque.

Source : *Rédacteurs européens de Digi-Key, 2014*.

La possibilité de recycler les énergies ambiantes et d'obtenir des générateurs électriques à durée de vie illimitée est d'un intérêt majeur, à la fois du point de vue pratique et économique et du point de vue conservation des ressources. La diversité des configurations pour ces récupérateurs d'énergie semble être illimitée puisque toutes les techniques de couplage liées à une source mécanique peuvent être potentiellement exploitées comme récupérateurs mécanique de vibration naturelle.



Figure II. 3: Générer de l'électricité pendant la marche.

Source: <http://wonderfulengineering.com>, 2017.

La réalisation de prototypes performants, à bas prix et surtout à faible consommation à longue durée, nécessite le développement de modèles appropriés.

Dans ce chapitre, nous proposons un modèle original d'une poutre encastree instrumentée par des éléments piézoélectriques. Nous considérons d'abord dans ce modèle, le coefficient piézoélectrique d_{33} constant, comme il est couramment utilisé dans la littérature. Or réellement ce coefficient est variable. Puis et afin de reproduire fidèlement le comportement réel du matériau, ce coefficient d_{33} est considéré variable non-linéaire. Le modèle modifié est validé par comparaison des résultats de simulation aux résultats expérimentaux.

Le système vibrant est une poutre encastree instrumentée par des transducteurs piézoélectriques PZT P188.

La technique SSHI a été implémentée en vue de la récupération de l'énergie vibratoire. Cette technique effectue un traitement non linéaire de la tension produite par le transducteur piézoélectrique. Cette technique présente la faculté de fonctionner même sous faible quantité

d'énergie externe. Elle peut même fonctionner sous des configurations autoalimentées d'où l'origine de son caractère semi-passif.

2. SSHI

Lorsqu'il est excité par une source mécanique, un transducteur piézoélectrique génère une tension en phase avec la déformation mécanique ou le déplacement. Dans les approches SSH, cette tension peut être forcée à zéro (SSH) ou peut être inversée (SSHI) à chaque fois qu'un maximum de tension est atteint. Pratiquement, cela se fait simplement par la fermeture d'un dispositif de commutation (transistor MOSFET) pendant une très courte durée de temps.

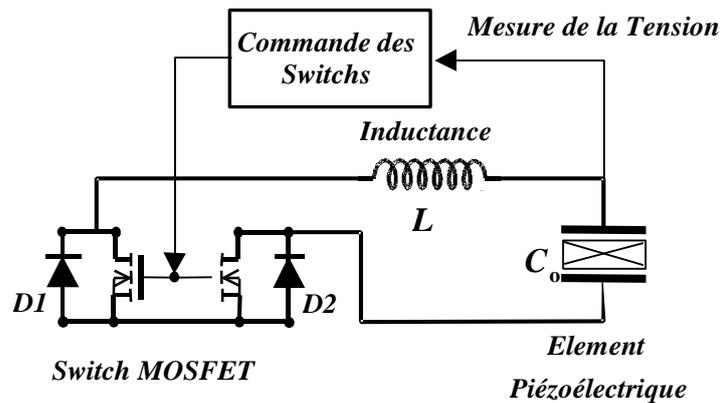


Figure II. 4: Circuit électronique de la technique SSHI. Source : D. Guyomar [32].

Ces instants de déclenchement du transistor sont synchronisés avec un détecteur du maximum de tension, figure II. 4. On voit bien sur la figure II.5 le fait de considérer d_{33} non linéaire, la tension du transducteur est considérablement amplifiée. Sous faible niveau de contraintes mécaniques, le comportement du transducteur piézoélectrique peut être décrit convenablement par les équations constitutives linéaires de la piézoélectricité (équation II. 6) et (équation II. 7). En revanche pour un niveau d'excitation plus élevée, la variation de la tension piézoélectrique (en utilisant la technique SSHI) est si importante que les équations linéaires ne sont plus appropriées. Des considérations réalistes doivent être prises en considération pour conserver l'efficacité du modèle. Nous décrivons ce modèle dans la deuxième partie de ce travail. Nous détaillons la loi non linéaire du matériau piézoélectrique utilisé.

3. Modélisation de la structure intelligente dans la base modale

Pour comprendre le comportement dynamique d'une structure instrumentée à l'aide d'éléments piézoélectriques, dans le cas du contrôle vibratoire ou de la récupération d'énergie, une modélisation du système est nécessaire. Cette modélisation tient compte de

l'emplacement des transducteurs sur les points les plus énergétiques (emplacement optimal) afin de réaliser les meilleures performances possibles en termes de contrôle des vibrations et / ou de récupération de l'énergie vibratoire. Etablissons donc, dans cette partie du chapitre, un modèle d'état d'une structure vibrante instrumentée avec des capteurs et actionneurs piézoélectriques.

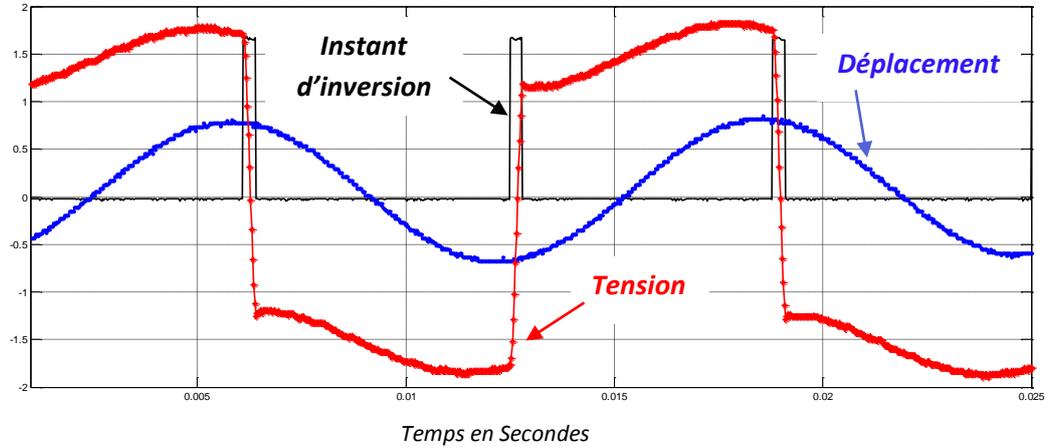


Figure II. 5: Tension et déplacement du transducteur piézoélectrique en fonction du temps utilisant la technique SSHI.

Le comportement électromécanique général de la structure mécanique pourvue d'éléments piézoélectriques, est régit par les équations (II. 1) et (II. 2). La première est dite équation d'état mécanique et la deuxième est dite équation d'état électrique:

$$M \ddot{\delta} + C \dot{\delta} + K^E \delta = -kV + \beta F \quad (\text{II.1})$$

$$I = k^t \delta - C_0 \dot{V} \quad (\text{II.2})$$

Où δ est le vecteur de déplacement, M , C et K^E sont respectivement les matrices de la masse, de l'amortissement et de la rigidité lorsque les patches piézo-électriques sont en court-circuit. k est la matrice du couplage électromécanique, V est le vecteur de tension du transducteur piézoélectrique, I est le vecteur du courant électrique, C_0 est la capacité piézoélectrique du patch, F est la force externe appliquée sur la structure et β est le vecteur d'influence de la force F .

Définissons ϕ la matrice des modes propres de la structure mécanique limitée à n premiers modes et effectuons le changement de variable suivant:

$$\delta = \phi q \quad (\text{II.3})$$

Où q est le vecteur de déplacement modal de la structure.

Les équations (II. 1) et (II. 2) deviennent:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K^E q = -\theta V + \beta F \quad (\text{II.4})$$

$$I = \theta^t \dot{q} - C_0 \dot{V} \quad (\text{II.5})$$

Avec $\theta = \phi^t \cdot k$ est la matrice modale de couplage électromécanique. M , C et K^E sont respectivement les matrices modales de masse, d'amortissement et de rigidité de la structure.

- Normalisation des équations constitutives

L'équation (II. 4) est normalisée afin de définir les paramètres suivants:

$$M = I_d$$

$$C = 2 \text{diag}(\xi) \text{diag}(\omega^D)$$

$$K^E = \text{diag}\left((\omega^E)^2\right)$$

Avec ξ est l'amortissement modal, ω^E est la fréquence du transducteur en court-circuit et ω^D est la fréquence en circuit-ouvert.

Dans le cas général, la structure est instrumentée à la fois par des capteurs et des actionneurs. En séparant la tension des actionneurs V_a de celle des capteurs V_s et lorsque la tension du capteur est mesurée par un amplificateur de tension (donc l'intensité du capteur est nulle), les équations (II. 4) et (II. 5) deviennent:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K^E q = -\theta_a V_a - \theta_s V_s + \beta F \quad (\text{II.6})$$

$$\theta_s^t q - C_{0s} V_s = 0 \quad (\text{II.7})$$

Par substitution de (II. 7) en (II. 6) on trouve:

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + \left(K^E + \theta_s (C_{0s})^{-1} \theta_s^t\right) q = -\theta_a V_a + \beta F \quad (\text{II.8})$$

Le système d'équations linéaires (II. 7) et (II. 8) peut être écrit sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad x = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Avec:

- Le vecteur de commande $U = [F \quad V_a]$ est composé de la force mécanique extérieure que le système subi et les tensions des actionneurs appliquées pour l'amortissement.
- Le vecteur de sortie $y = [q \quad \dot{q} \quad V_s]$ est composé des déplacements modaux de la structure avec ses variations temporelles et des tensions des capteurs utilisés par la suite par l'observateur modal.
- Les matrices A, B, C sont des matrices d'état du système données par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_d \\ -M^{-1}(K^E + \theta_s C_{0s}^{-1} \theta_s^t) & -M^{-1}C \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ +M^{-1}\beta \quad -M^{-1}\theta_a \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} I_d & 0 \\ 0 & I_d \\ C_{0s}^{-1} \theta_s^t & 0 \end{pmatrix}$$

La valeur de la tension des actionneurs V_a est calculée par l'expression suivante:

$$V_a = C_{0a}^{-1} \theta_a^t q$$

C_{0a} et C_{0s} sont les matrices des capacités des actionneurs et des capteurs utilisés, respectivement.

4. Analyse énergétique

Rappelons l'ensemble les équations générales constitutives d'un matériau piézoélectrique :

$$D = \varepsilon^T (1 - k^2) E + \varepsilon_{33} S \quad (\text{II.10})$$

$$T = -\varepsilon_{33} E + C^E S \quad (\text{II.11})$$

Ici :

D est le déplacement électrique (charge par unité de surface, exprimée en *Coulomb* / m^2), E le champ électrique (V / m), T la contrainte en N/m^2 (*Pa*), S est la déformation, ε^T est la constante diélectrique (permittivité) sous contrainte T constante, $c^E = 1/S^E$ est le module de Young en court-circuit, S^E est la compliance du matériau lorsque le champ électrique est constant (l'inverse du module de Young), $\varepsilon_{33} = d_{33} / S^E$ est la constante reliant le déplacement électrique et la déformation en court-circuit et d_{33} est la constante piézoélectrique.

$$k^2 = \frac{d_{33}^2}{S^E \varepsilon^T} = \frac{e_{33}^2}{C^E \varepsilon^T} \quad (\text{II.12})$$

k est le facteur de couplage électromécanique du matériau, il mesure l'efficacité de la conversion d'énergie mécanique en énergie électrique, et vice-versa, voir chapitre I. § 1.6. Pour des fréquences inférieures aux fréquences de résonances de l'élément piézoélectrique, l'équation (II. 11) peut être exprimée en fonction du déplacement u , de la tension V et de la force mécanique F , menant à l'équation (II. 13) où t est l'épaisseur entre les électrodes et L est la longueur dans la direction de la contrainte considérée.

$$\frac{F}{A} = C^E \frac{u}{L} - \varepsilon_{33} \frac{V}{t} \quad (\text{II.13})$$

Puis:

$$F = K^E u - \alpha V \quad (\text{II.14})$$

Où $K^E = C^E \frac{A}{L}$ et $\alpha = \varepsilon_{33} \frac{A}{t}$ sont respectivement, la constante d'élasticité en court-circuit et

le coefficient global de la tension piézoélectrique.

Multiplions les deux termes de l'équation (II. 14) par la vitesse et intégrons sur le temps.

Celle-ci mène à l'équation suivante de l'énergie:

$$\int F \cdot \dot{u} dt = \int K^E u \cdot \dot{u} dt - \int \alpha V \cdot \dot{u} dt \quad (\text{II.15})$$

Le terme à gauche correspond à l'énergie mécanique fournie à l'élément piézoélectrique par la structure vibrante. La première intégrale des termes à droite correspond à l'énergie élastique, la deuxième intégrale correspond à l'énergie convertie en électricité. Cette énergie peut être dissipée comme chaleur, ou être transférée pour être stockée dans une capacité pour être utilisée dans les applications de l'amortissement des vibrations ou de la récupération d'énergie.

La figure II. 6 illustre cette énergie représentée par la surface du cycle défini par la courbe de la force F en fonction du déplacement u . Sur la figure II. 6, on voit bien que cette surface est nulle si l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert. (À charge électrique constante ($Q = 0$)). Dans ce cas : $F = K^D \cdot u$.

Sans le circuit de commutation et sans les pertes, la tension piézoélectrique du circuit ouvert $V(t)$ est en phase avec la contrainte. Cette tension participe donc à la rigidité du transducteur.

Avec le circuit de commutation, le transducteur génère une force en quadrature avec la déformation. Cette force mène au transfert de l'énergie et à l'amortissement des vibrations.

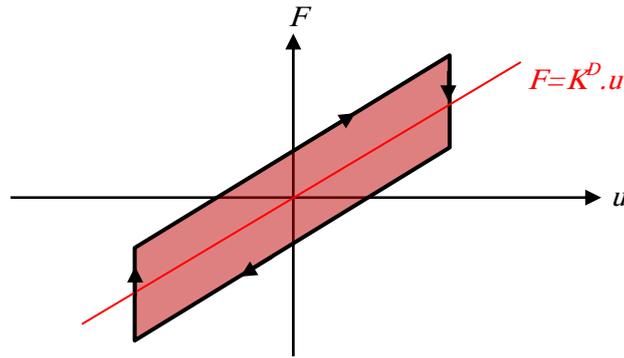


Figure II. 6: Force en fonction du déplacement piézoélectrique pour un mouvement harmonique. La zone cyclique correspond à l'énergie extraite par la technique SSH.

L'énergie définie par le cycle est donnée par la relation (II.16) : [3]

$$E = 4k^2 K^D u_m^2 \frac{1+i}{1-i} \quad (\text{II.16})$$

u_m est l'amplitude du déplacement, i est le coefficient d'inversion, $i = 0$ correspond au court-circuit et $i=1$ correspond à l'inversion idéale.

La figure II. 7 montre la force induite ($F = \alpha V$) par le transducteur piézoélectrique en fonction du déplacement u . La surface du cycle est plus grande lorsqu'on utilise la technique SSDI (et SSHI) (cycle 3) par rapport à la technique SSDS (cycle 2) et au circuit ouvert (cycle 1). [3]

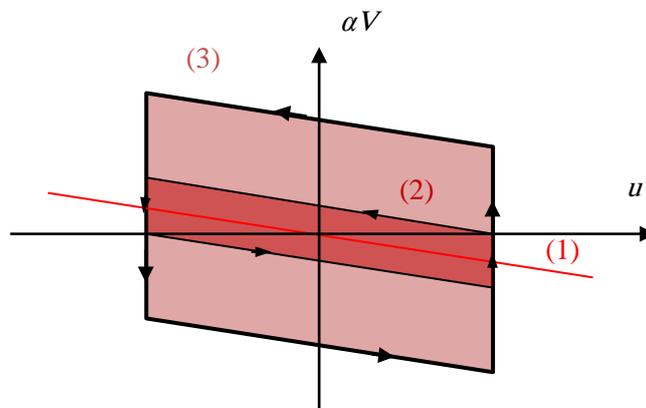


Figure II. 7: Cycles de l'énergie de commutation: circuit-ouvert (1), commutation sur court-circuit (2) et SSDI et SSHI (3).

5. Non linéarité du coefficient d_{33} dans le modèle

Les céramiques du type PZT sont actuellement largement utilisées comme transducteurs à cause de leurs propriétés diélectriques et piézoélectriques. Cependant les éléments piézoélectriques intégrés dans certains systèmes électromécaniques sont fortement sollicités. Ils peuvent par conséquent présenter sous haut niveau de sollicitation des effets non linéaires. Ces effets sont particulièrement néfastes quant aux performances irréversibles du transducteur. Il est nécessaire dans ce cas de prendre en compte le caractère non linéaire de ce coefficient d_{33} . Nous le mesurons dans cette section et nous le validons dans la section suivante dans une étude comparative sous faible et haut niveau de sollicitations.

- Mesure de d_{33} en fonction de la polarisation rémanente P_r et du champ électrique E

Dans cette partie du manuscrit, on présente l'étude pratique du comportement non linéaire de la céramique piézoélectrique sous haut niveau d'excitation. Pour ce faire, l'échantillon de la céramique piézoélectrique de la figure II. 8 est soumis à des valeurs de tension élevées ayant la forme triangulaire (figure II. 9). Les valeurs du coefficient sont mesurées en utilisant un d_{33} mètre, figure II. 10.

La procédure de mesure précédente a été répétée pour différentes valeurs de tension afin de s'assurer de la reproduction effective des valeurs mesurées. Les variations de la constante piézoélectrique d_{33} en fonction de la variation de la polarisation rémanente P_r et de la polarisation en fonction du champ électrique P_r du patch PZT P1 88 sont représentées respectivement dans les Figures II. 11 et II. 12. On voit bien que la Figure II. 12 représente effectivement le cycle d'hystérésis typique du matériau ferroélectrique (piézoélectrique) dont la surface représente l'énergie du matériau.

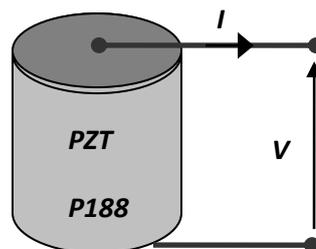


Figure II. 8: Echantillon de la céramique piézoélectrique.

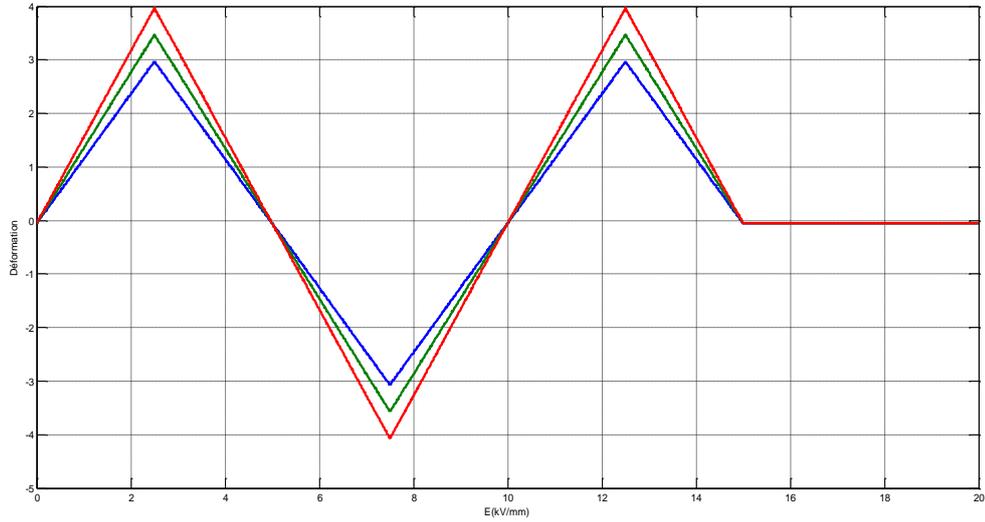


Figure II. 9: Formes de la déformation en fonction des hautes tensions appliquées.



Figure II. 10: d_{33} mètre.

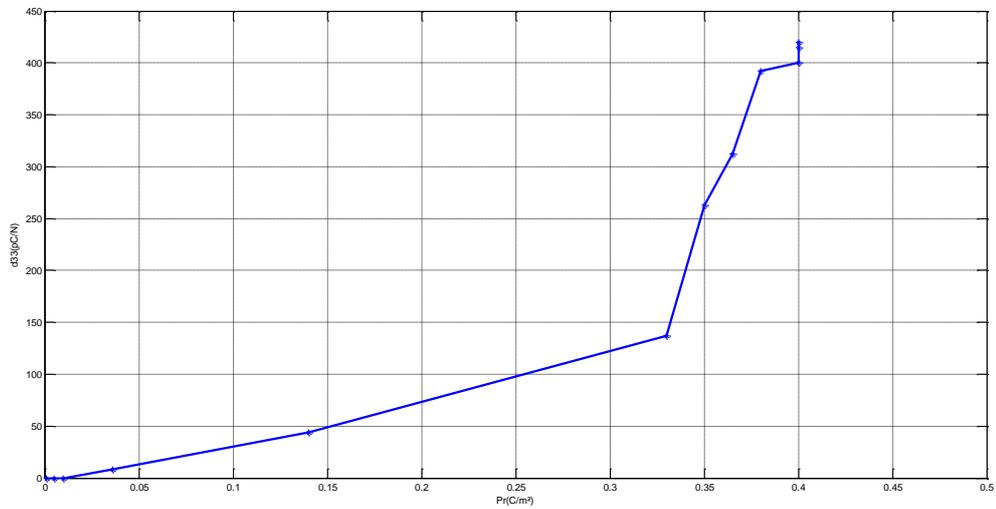


Figure II. 11: Caractéristique d_{33} (Pr).

La figure II. 13 représente la variation du courant en fonction du temps et la figure II.14 représente la variation de la constante piézoélectrique d_{33} en fonction du champ électrique E. Pour les deux cas de figures II.11 et II.14, la courbe est divisée en deux parties distinctes: on voit bien des changements significatifs de la constante piézoélectrique d_{33} entre 50 pc / N et 400 pc / N par contre de très légères variations sont enregistrées à l'extérieur de cette bande. Donc pour des petites valeurs du champ électrique appliqué entre 1kV/mm et 1.5 kV/mm concernant cet échantillon, la variation du d_{33} peut être considérée constante telle qu'elle est considérée dans le modèle linéaire. Cependant, pour des valeurs élevées du champ électrique entre 1.5 kV/mm et 3.5 kV/mm, la variation est considérable tel qu'on le voit sur la figure II.14, par conséquent elle ne peut être négligée.

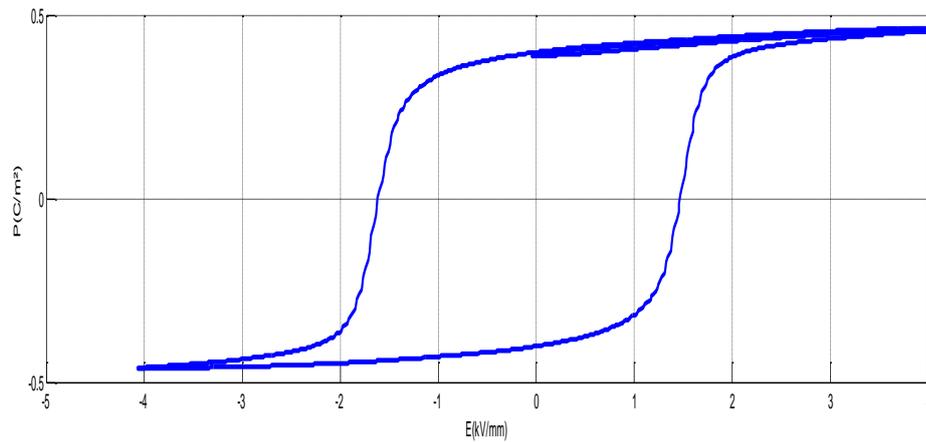


Figure II. 12: Caractéristique P (E), le cycle d'hystérésis électrostatique.

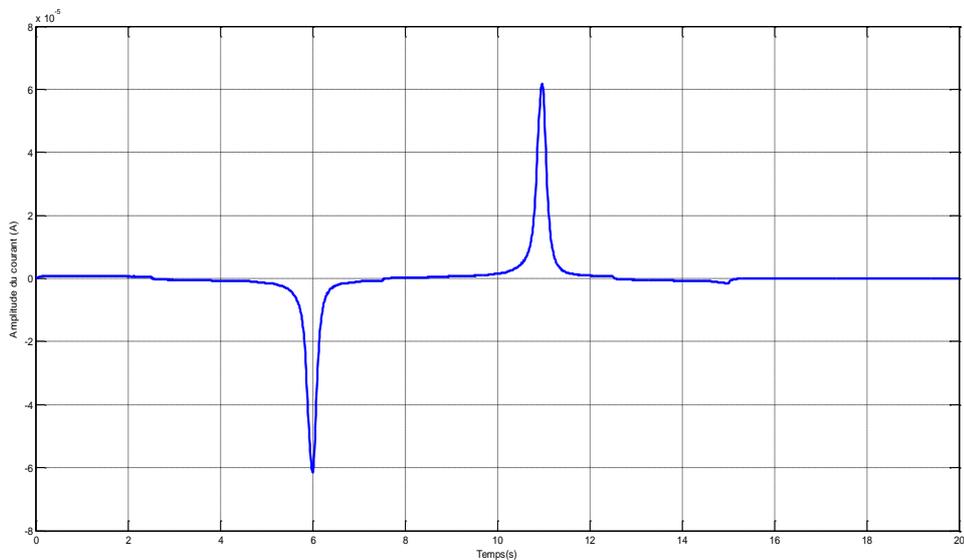


Figure II. 13: Evolution du courant en fonction du temps.

La figure II.15 représente la caractéristique $Pr(E)$. Cette courbe nous a permis de déterminer les valeurs limites des polarisations rémanentes (0.4 C/mm^2) et par conséquent les limites de la saturation du matériau piézoélectrique utilisé.

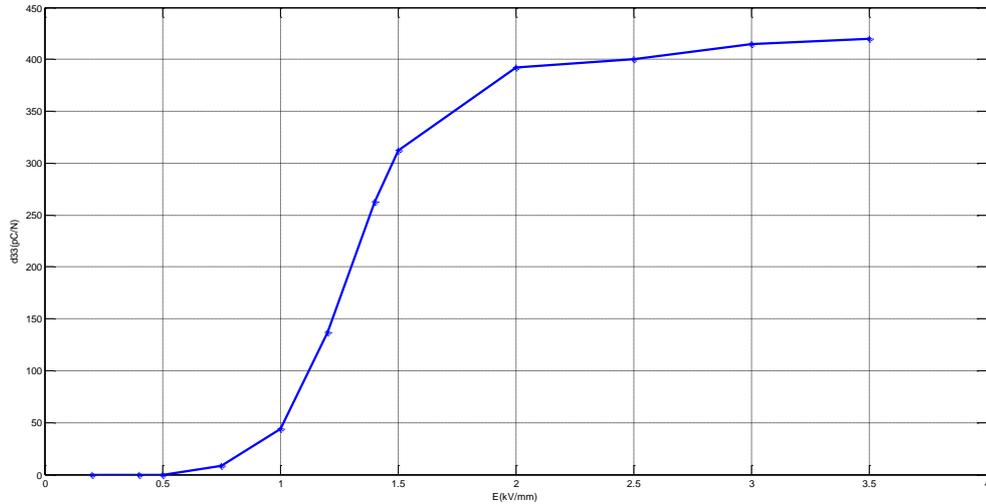


Figure II. 14: caractéristique $d_{33}(E)$.

En se basant sur les mesures pratiques obtenues dans cette section, le modèle linéaire classique utilisé dans la littérature est modifié en conséquence. On propose, dans la suite du travail, d'insérer une boucle dans la technique de contrôle (SSHI) pour calculer en temps réel les variations des valeurs de la constante piézoélectrique d_{33} en fonction de la détection des valeurs de la tension détectée (champ électrique).

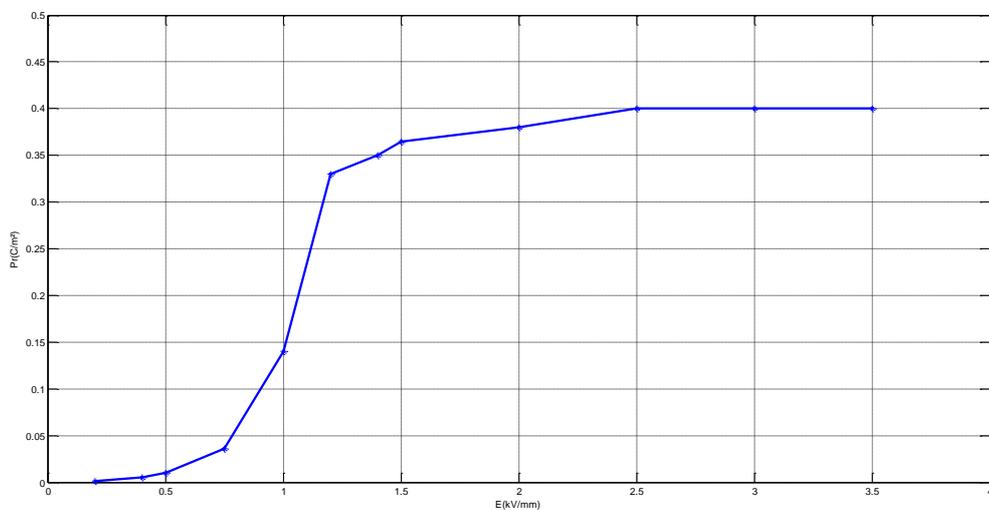


Figure II. 15: Caractéristique $Pr(E)$.

6. Simulation

Le modèle proposé tient compte donc de la variation non linéaire de la constante piézoélectrique d_{33} . Celui-ci est comparé avec le modèle conventionnel pour lequel d_{33} a été considérée constante. La figure II.16 représente donc le modèle proposé avec boucle de calcul du coefficient piézoélectrique d_{33} .

- Comparaison des deux modèles sous faible excitation

Dans ce premier test, l'entrée du système (la force d'excitation) est une force sinusoïdale de valeur 0,01 N comme amplitude et de fréquence 250 Hz. C'est la fréquence naturelle (propre) du système.

Les figures II. 17 et II.18, représentent respectivement : les réponses en tension et en déplacement pour les deux modèles linéaire en rouge et proposé en bleu.

Les réponses sont identiques (courbes superposées). Cette superposition s'explique par le fait que dans le cas de contraintes de petites amplitudes, la variation de la constante piézoélectrique d_{33} est négligeable (voir les figures II.11 et II.14). Donc dans ce cas de petites sollicitations le modèle linéaire conventionnel décrit convenablement le comportement de la structure.

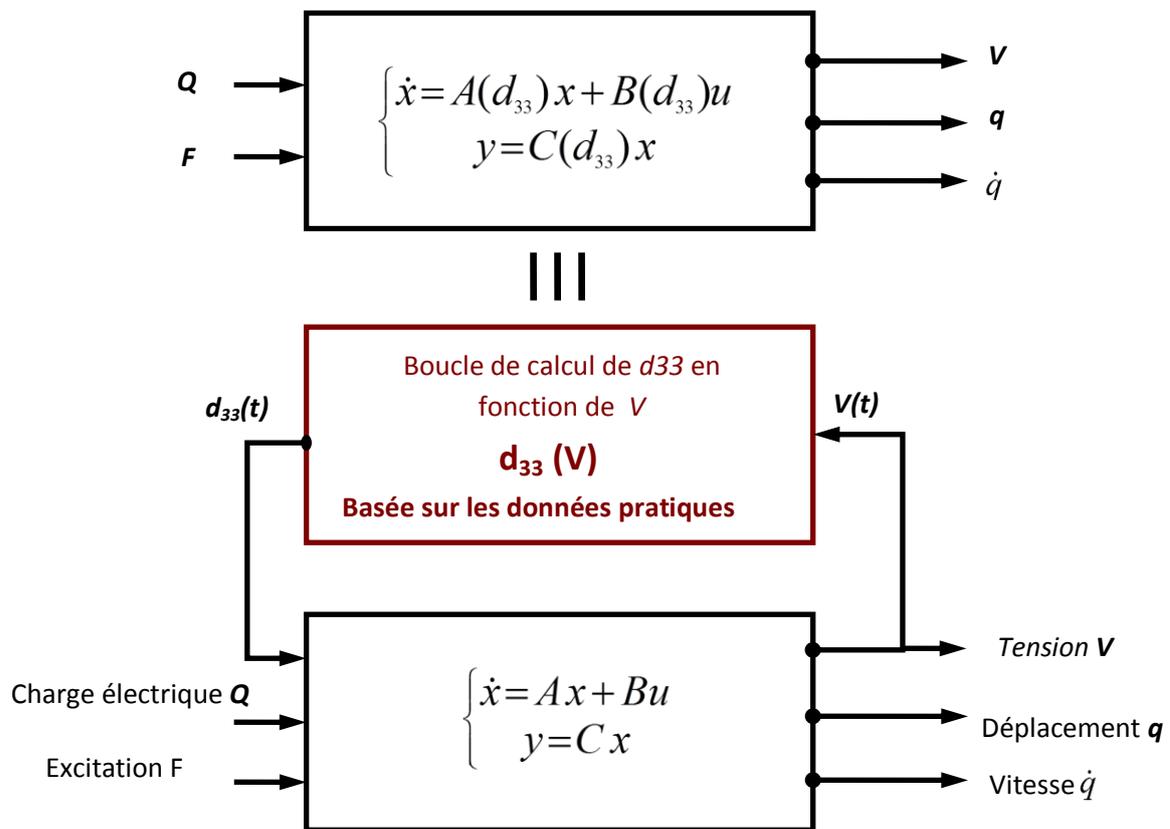


Figure II. 16: Modèle proposé avec boucle de calcul du coefficient d_{33} .

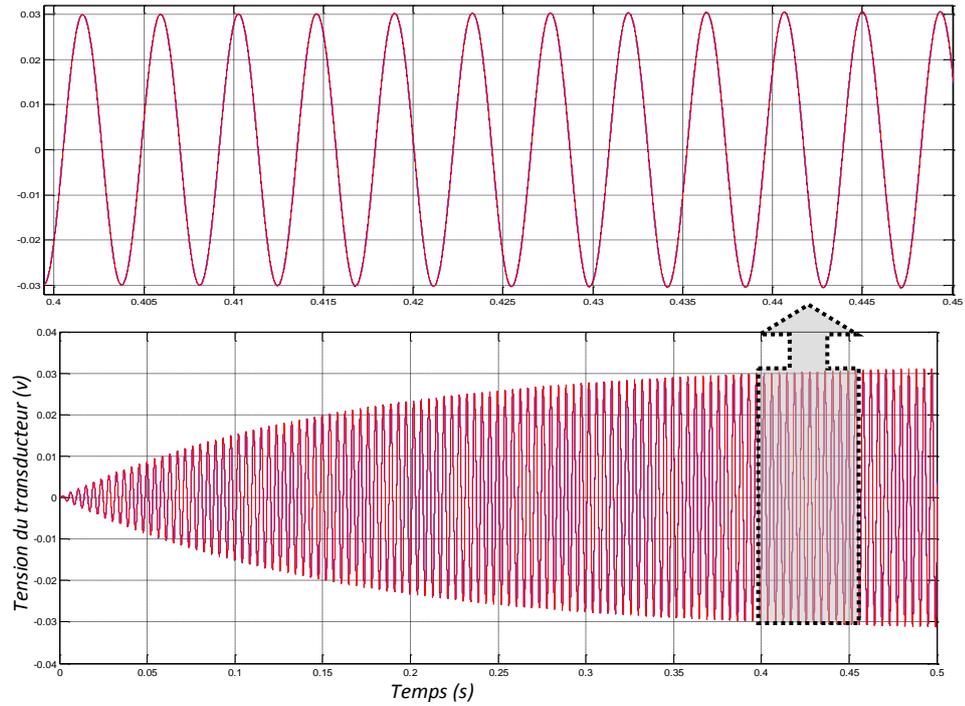


Figure II. 17: Tension du transducteur piézoélectrique: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes superposées).

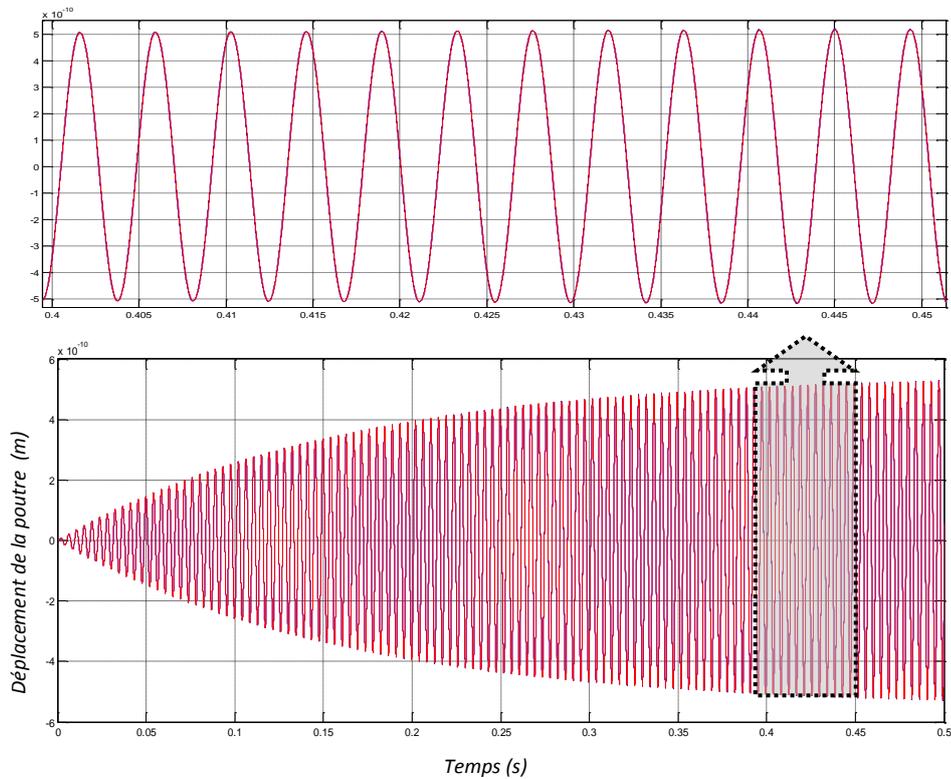


Figure II. 18: Déplacement de la poutre encastrée: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes superposées).

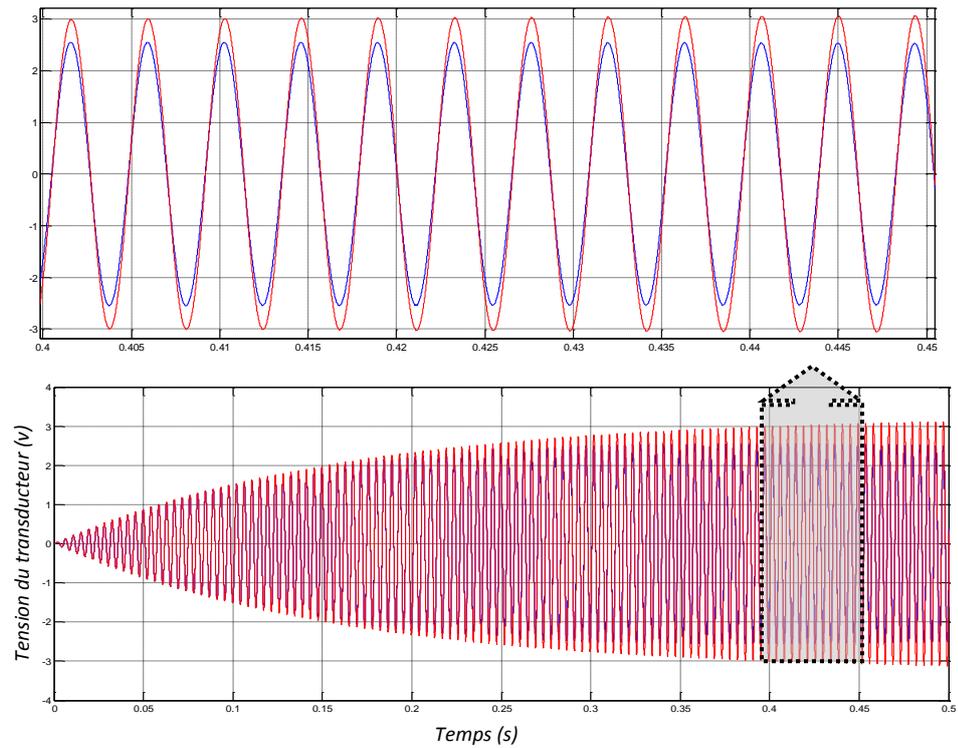


Figure II. 19: Tension du transducteur piézoélectrique: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes différentes).

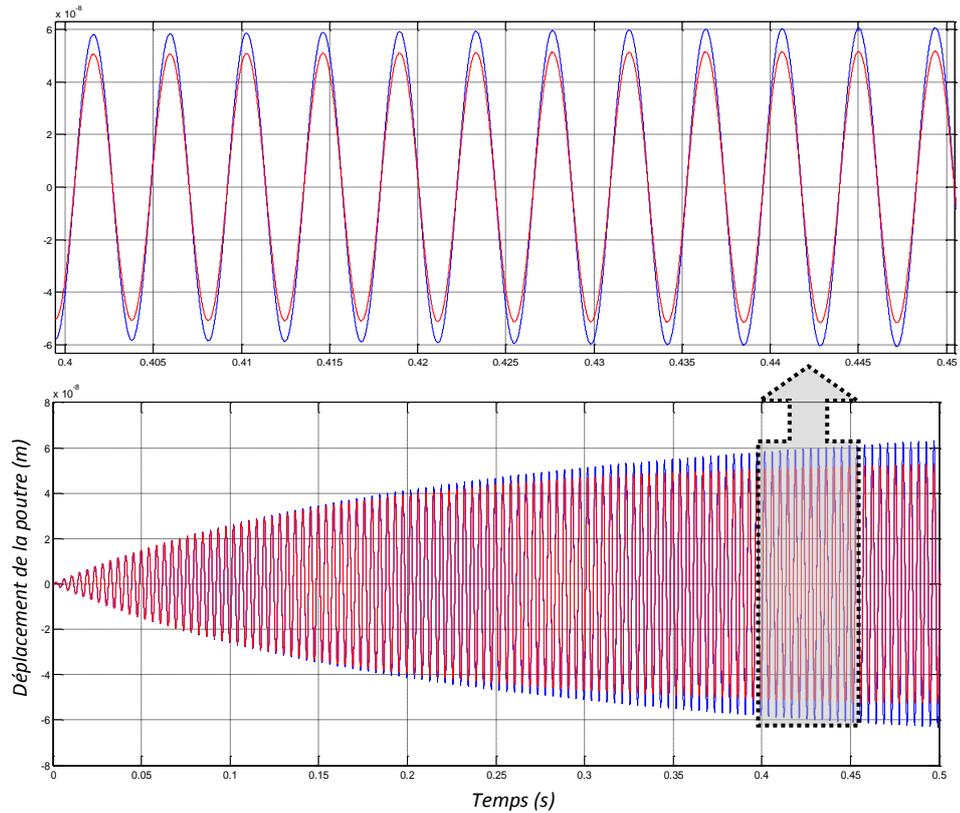


Figure II. 20: Déplacement de la poutre encadrée: modèle classique en rouge et nouveau modèle en bleu (courbes différentes).

- Comparaison des deux modèles sous forte excitation

Pour une excitation sinusoïdale de la même fréquence, mais d'une plus grande amplitude (5 N), on obtient les réponses des figures II.19 et II. 20. On voit sur les figures que la tension et le déplacement sont différents par rapport au modèle classique.

Dans les figures II. 21 et II. 22, les réponses en tension et en déplacement pour les deux modèles sont différentes. Cette différence s'explique par le fait que dans le cas de contraintes de grandes amplitudes, la variation de la constante piézoélectrique d_{33} est considérable. Cette variation, négligée dans le modèle conventionnel, (figures II.17 et II. 18), se traduit en effet par un comportement non linéaire du modèle.

- Balayage en fréquence

Dans cette partie, on présente les résultats de simulation représentant les réponses en tension des deux modèles à trois grandes valeurs différentes de force d'excitation (trois amplitudes différentes 5 N, 10 N et 15 N). On fixe l'amplitude de la force à la valeur 5 N puis on change la fréquence de 200 Hz jusqu'à 300 Hz. Cette bande de fréquence est choisie de sorte que la fréquence propre de la structure soit incluse. Il s'agit d'un balayage en fréquence (Frequency Sweep up) dans la bande de fréquence 200-300 Hz. La durée de balayage de fréquence a été maintenue à 80 s. Cette procédure est appliquée pour les trois forces.

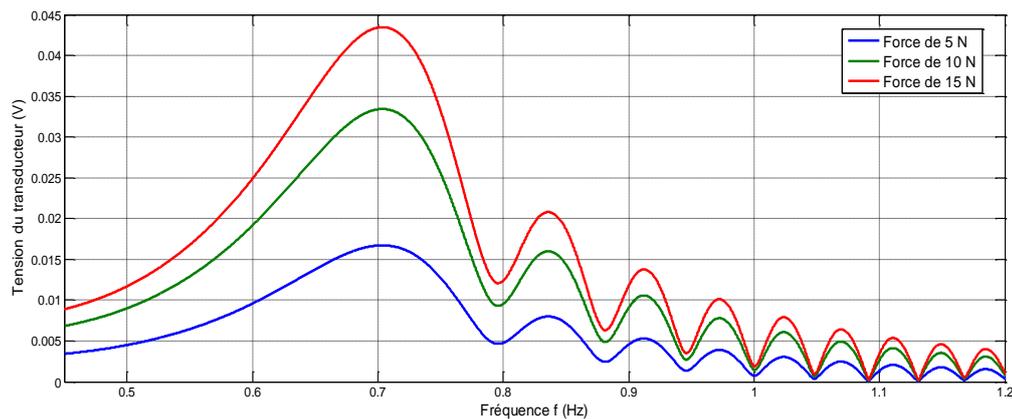


Figure II. 21: Modèle classique : réponse en tension du transducteur piézoélectrique au balayage en fréquence pour trois valeurs d'excitation différentes: 5 N, 10 N et 15 N.

La figure II. 21 représente la réponse en tension du transducteur piézoélectrique modèle classique. On peut voir sur la figure que pour les trois valeurs de la force d'excitation la fréquence de résonance est la même. Cependant, le modèle proposé (figure II. 22) semble donner une réponse plus réaliste du système. Pour un balayage de fréquence donné, la valeur

de la fréquence de résonance varie et se déplace vers les hautes fréquences, ce qui est appelé phénomène de vague (Jump phenomena).

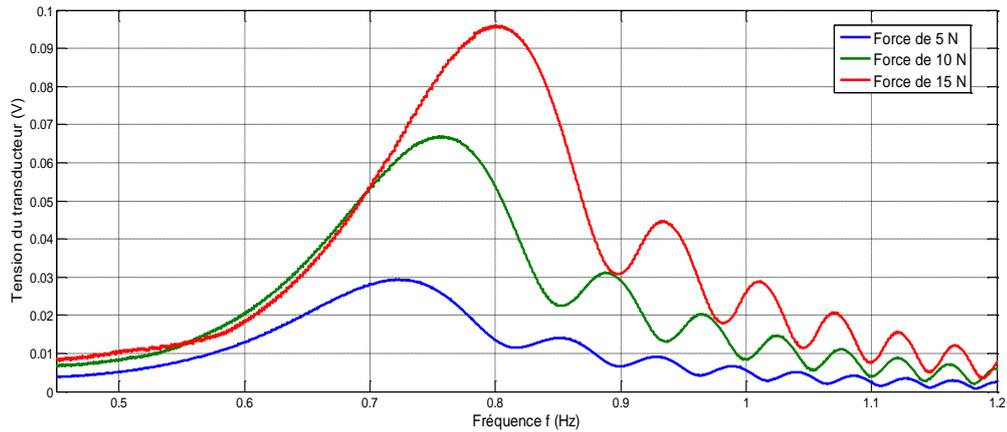


Figure II. 22: Modèle proposé : réponse en tension du transducteur piézoélectrique au balayage en fréquence pour trois valeurs d'excitation différentes: 5 N, 10 N et 15 N.

On montre donc dans cette partie l'effet du coefficient d_{33} non linéaire du point de vue comportement global du transducteur piézoélectrique. En effet, la variation non linéaire de d_{33} a peu d'effet sur les pics de résonance du transducteur piézoélectrique quand la force d'excitation est faible. Cet effet se fait sentir principalement par un décalage des pics de résonance vers les hautes fréquences si l'excitation du transducteur est forte.

7. Validation expérimentale

Le modèle proposé et simulé précédemment est validé expérimentalement dans cette partie du chapitre. Le dispositif expérimental est schématisé dans la figure II. 23.

<i>Longueur L</i>	<i>850 mm</i>
<i>Largeur</i>	<i>20.5 mm</i>
<i>épaisseur</i>	<i>0.5 mm</i>
<i>Module de Young Y</i>	<i>210 Gpa</i>
<i>Coefficient de Poisson ν</i>	<i>0.3</i>
<i>Densité ρ</i>	<i>7.5</i>

Tableau II. 1: Caractéristiques de la poutre en acier.

La structure vibrante proposée pour la validation, est composée d'une poutre encastrée en acier, dont les caractéristiques sont dans le tableau II. 1, sur laquelle sont collés les transducteurs piézoélectriques PZ1 88, Tableau III. 3. Figure II. 24.

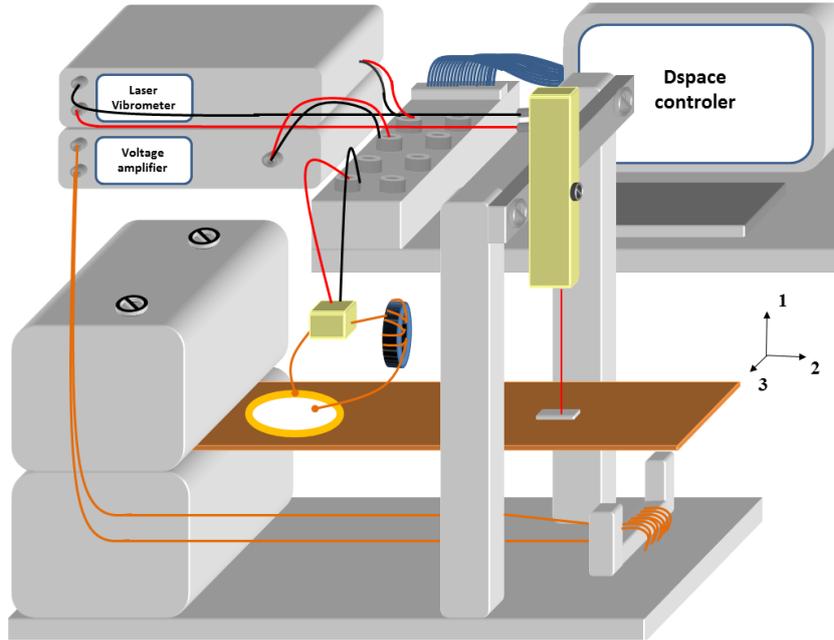


Figure II. 23 : Banc de mesure structure vibrante instrumentée.

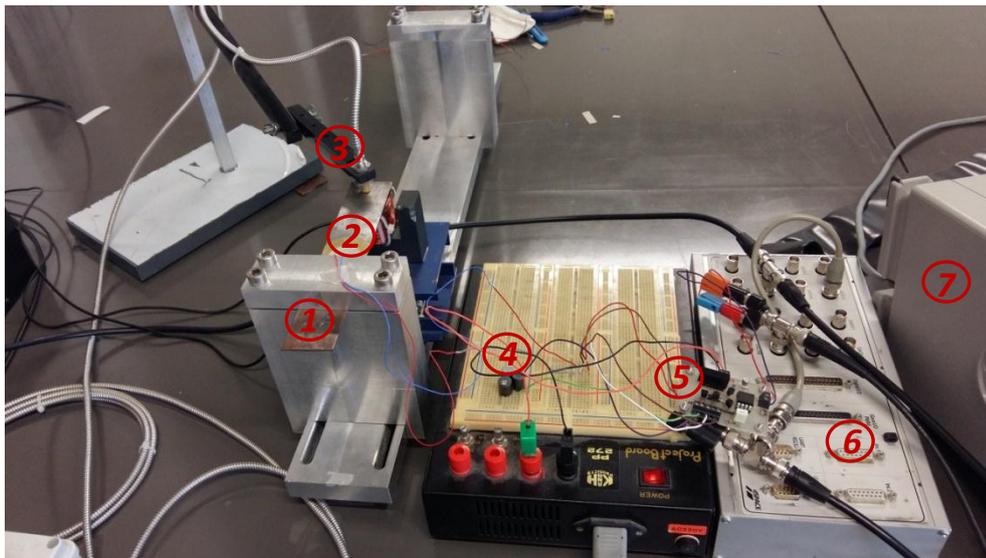


Figure II. 24 : Banc de mesure, poutre encastrée.

Le banc d'essai photographié ci-dessus est composé de :

- 1) La poutre encastree
- 2) Un patch PZT P1 88 collé sur la poutre dans l'endroit le plus proche de l'encastrement, là où la déformation est maximale.
- 3) Capteur inductif de proximité pour mesurer le déplacement.
- 4) Des inductances pour l'inversion de la tension.
- 5) Interrupteur électronique.
- 6) Carte Dspace 1104 pour générer les instants de commutation.
- 7) Oscilloscope numérique pour la visualisation et l'enregistrement des données.

L'excitation est composée d'une force appliquée à l'extrémité de la poutre par l'intermédiaire d'une bobine et la tension piézoélectrique est mesurée au niveau des électrodes du transducteur.

- Balayage en fréquence

Comparons dans cette partie du chapitre, la réponse du balayage en fréquence de la tension du modèle proposé (Figure II. 24) à celle obtenue expérimentalement (Figure II. 25).

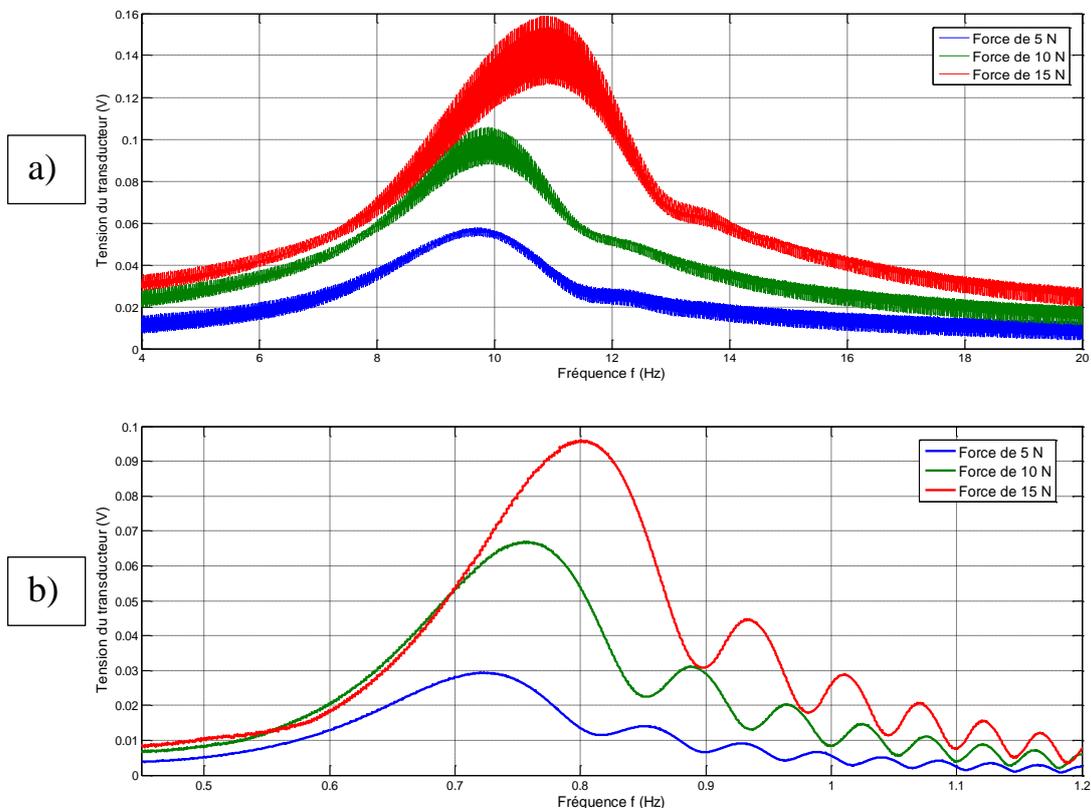


Figure II. 25: a) système réel mesures expérimentales, b) Modèle proposé simulé: réponse en tension du transducteur piézoélectrique au balayage en fréquence pour trois différentes valeurs d'excitation: 5N, 10N et 15N.

Les mesures expérimentales sont réalisées dans la même bande de fréquence de balayage (200-300 Hz).

On peut voir clairement sur la figure II. 25. b) que la réponse du modèle proposé est très proche de la réponse réelle. On note en revanche en ce qui concerne les mesures expérimentales un décalage un peu plus de 10 Hz des pics des ondulations vers les hautes fréquences et l'amplitude des tensions générées sont plus grandes par rapport aux résultats de simulation. L'amplitude des courbes expérimentales est 1,5 fois plus grande que l'amplitude des courbes théoriques.

8. Conclusion

Dans ce travail, il a été démontré que la variation de la constante piézoélectrique d_{33} peut être négligée à faible niveau de contrainte mécanique (force excitatrice) et les équations constitutives de la piézoélectricité dans ce cas sont suffisantes pour décrire le comportement du transducteur piézoélectrique. Cependant, les céramiques piézoélectriques, sous des charges mécaniques élevées, ont un comportement non linéaire. L'une des principales causes de ce comportement non linéaire est que les variations de d_{33} deviennent considérables à forte excitation. A cet effet un nouveau modèle a été développé. Celui-ci a été simulé sous l'environnement Matlab / Simulink puis validé par comparaison aux mesures expérimentales réalisées à l'aide d'un banc d'essai d'une poutre vibrante. Le modèle proposé a été, ensuite testé en utilisant la technique SSH bien connue est largement utilisée pour la récupération de l'énergie vibratoire et le contrôle des vibrations.

Chapitre III

Technique semi-active SSDI-Max modale améliorée

1. Introduction

Durant ces dernières décennies, l'amortissement des vibrations est devenu un domaine technologique très intéressant attirant plusieurs chercheurs puisqu'il concerne de nombreuses applications industrielles et militaires. C'est la raison pour laquelle de nombreuses méthodes de l'amortissement des vibrations utilisant des matériaux piézoélectriques ont été proposées. Ces méthodes sont classées en trois catégories (dans le chapitre I), en fonction de l'énergie externe et la complexité de la chaîne de contrôle utilisée. Il s'agit des contrôles passif, actif et semi-actif.

Le contrôle passif a l'avantage de s'en passer de l'énergie extérieure pour fonctionner, ainsi que la grande simplicité de mise en œuvre. Néanmoins, la méthode n'est efficace que pour un seul mode de vibration et très sensible aux variations environnementales.

Le contrôle actif est une technique qui vise à imposer une force ou un déplacement dans certains points de la structure à contrôler en fonction, notamment, de l'état mesuré ou l'histoire de celui-ci (CH Park et DJ Inman, 2003 [33]). Bien que très efficace, ces approches impliquent plusieurs inconvénients, y compris l'utilisation d'une chaîne complexe composée d'une unité de calcul, des capteurs et transducteurs, stratégie de contrôle et des générateurs de tension et / ou des amplificateurs pour alimenter les actionneurs.

L'inefficacité des techniques passives et la complexité de celles actives étaient à l'origine de la mise au point des méthodes de contrôle semi-actives (également appelées semi-passives). Les méthodes semi-passives ou semi-actives sont distinguées par l'utilisation de l'énergie externe. Si cette énergie n'est utilisée que pour alimenter le système de commande, la méthode est dite semi passive, sinon, il s'agit d'un contrôle semi-actif. La stratégie semi-active est une alternative innovatrice au contrôle actif. C'est une technique qui utilise un traitement non linéaire de la tension générée par les éléments piézoélectriques, sans avoir besoin d'une grande quantité d'énergie externe voire peut être autoalimenté (C. Richard et Al. [34]).

Le premier circuit électronique de contrôle semi-actif consistait à commuter l'élément piézo-électrique à partir d'un état de circuit ouvert à un état de court-circuit. L'élément piézoélectrique est court-circuité au moment de chaque déformation extrême « extremum » (ou de déplacement). Cette technique a été améliorée par la suite en ajoutant une inductance au circuit dissipatif afin d'augmenter la charge électrique dans l'élément piézoélectrique. Elle est presque identique à SSDS, sauf qu'au lieu de forcer la tension à zéro à chaque extrémum du déplacement, cette dernière est inversée, (voir figure I. 9).

La technique semi-active SSDI-max est en fait une amélioration de la méthode SSDI. Celle-ci vise surtout à généraliser la méthode pour le cas multimodale et l'amélioration des performances de la méthode du point de vue amortissement des vibrations afin de contrôler les systèmes soumis à des excitations à large bande. Autrement dit, dans les travaux de H. Ji et Al. [4] l'amélioration a été obtenue en ajoutant une capacité négative au circuit résonnant qui dissipe l'énergie convertie par le transducteur piézoélectrique. Cette technique a été utilisée dans d'autres travaux : B. Mokrani et Al. 2011 [24] et E. Babesse et al 2016 [35].

SSDI-max combine les avantages des méthodes actifs et semi-actifs. Les performances de la stratégie modale sont sensiblement liées aux performances de l'observateur utilisé du fait que les inversions se font à l'extrémum des déplacements modaux donnés par cet observateur. Pour cela, un modèle modal a été proposé et un observateur modal a été développé pour reconstruire les coordonnées modales du système puisque le contrôle peut être ciblé sur les modes les plus énergiques, E. Babesse et al. 2013 [36].

Une analyse des performances de la méthode SSDI-Max Modale est présentée dans ce chapitre en utilisant un observateur amélioré (LQG + Neuro-Flou). Les résultats sont comparés avec ceux obtenus par : A. Chérif et al. 2012 [37] utilisant l'observateur LQG + PID.

Notre contribution dans ce domaine a été focalisée sur l'amélioration des performances de la stratégie de contrôle semi-active modale. Contrairement à ce qui a été réalisé dans la référence [37] le contrôle se fait sur l'image modale du déplacement fournie par l'observateur sur lequel s'effectue la commutation. Cette stratégie contribue davantage à la maximisation de la tension générée par le transducteur piézoélectrique utilisé. Les simulations sont effectuées sur un modèle modal d'état d'une plaque encastrée. Les résultats présentés dans la suite du chapitre concernent trois types d'excitations : un signal multi-sinusoïde, un signal carré et un bruit blanc.

2. Commande SSDI-Max Modale

La commande SSDI-max, basée principalement sur la stratégie SSDI, a été associée à un observateur modal qui fournit les modes de vibration séparément dans le cas des signaux d'excitation large bande, en conséquence il y a chevauchement des modes de vibration.

Rappelant dans les sections suivantes le principe de chaque partie constituant la méthode SSDI-Max Modale qui est détaillé dans les références suivantes E. Babesse et al. 2013 [36], A. Chérif et al. 2012 [37], E. Babesse et al. 2015 [38], E. Babesse et al. 2016 [39].

2.1. Commande SSDI

La commande SSDI (Synchronized Switch Damping on Inductor) consiste à utiliser un commutateur électronique contrôlé pendant de brefs instants d'une manière synchrone avec la vibration, figure III. 1. a. Lorsque la tension des éléments piézoélectriques est extrémum, le commutateur relie les éléments piézoélectriques à un circuit électrique composé d'une inductance L pour inverser la tension. Cette inversion est possible grâce à la capacité C_0 des éléments piézoélectriques et l'inductance L qui forment un circuit électrique oscillant (LC), figure III. 1. b. L'inversion induit une force mécanique de signe opposé à la vitesse, figure III. 1 c, obtenant ainsi l'amortissement de la vibration désirée (S. Harari et al. 2009 [40])

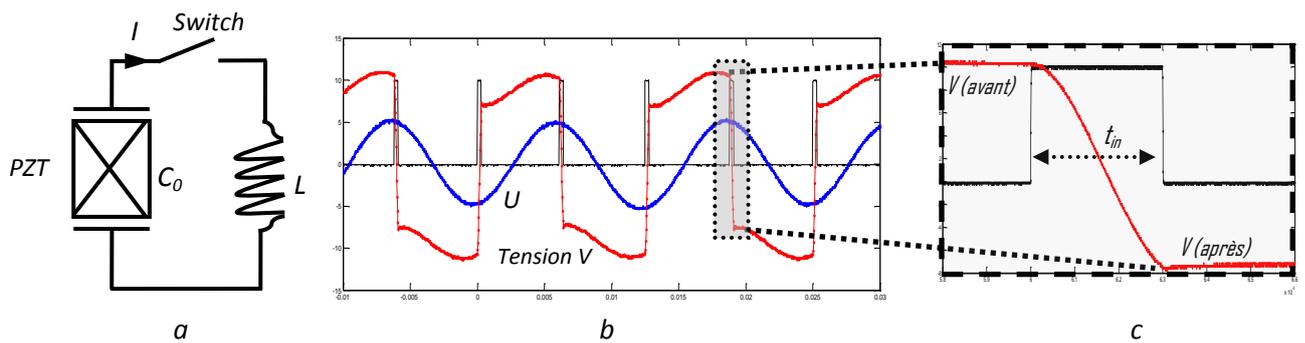


Figure III. 1 a). Dispositif SSDI. **b).** Formes d'onde de la tension V et du déplacement U . **c).** Zoom de l'inversion de la tension du transducteur.

2.2. Commande SSDI-Max

La technique SSDI-Max est une amélioration de la technique SSDI au niveau du circuit de commutation. Elle consiste, différemment à la technique SSDI, à retarder l'instant de commutation et prendre en considération le signe de la tension, la variation de la coordonnée modale ciblée et la fenêtre du temps. Les cas de ce processus de commutation sont illustrés sur la figure III. 2. L'algorithme de cette stratégie de commande est résumé comme suit : quand un maximum de déplacement modal apparaît, le temps de la fenêtre de limitation commence à s'écouler. Au cours de cette fenêtre de temps, les signes de la tension du transducteur V_a et sa dérivée, sont examinées comme suit:

- Si la tension est **positive** et la dérivée est **négative**, la commutation est immédiate.
- Si la tension est **positive** et la dérivée est **positive**, le système attend la tension maximale prochaine. Ce délai est néanmoins limité par la fenêtre du temps.
- Si la tension est **négative**, le système attend l'une des conditions ci-dessus.

- Si aucun changement n'apparaît à la fin de la fenêtre de temps, la commutation est déclenchée.

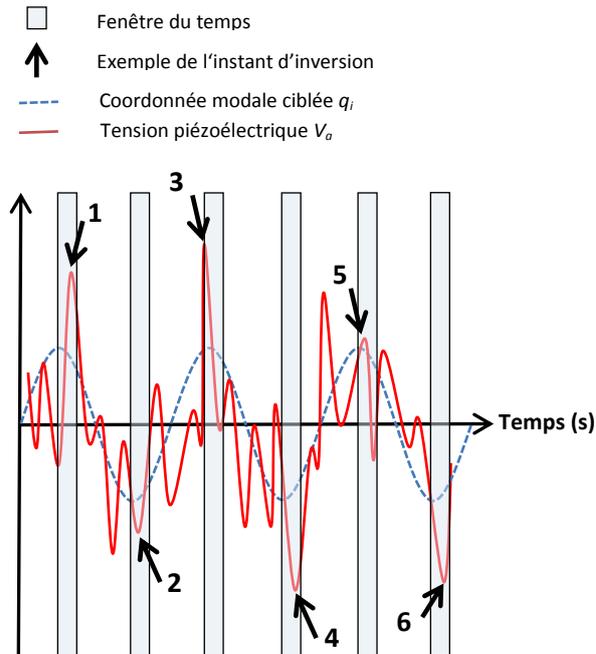


Figure III. 2: Illustration de la stratégie SSDI-Max

2.3. Stratégie Modale

La stratégie de contrôle SSDI est utilisée surtout quand il s'agit de traiter les signaux à fréquence unique. La méthode atteint ses limites dans le cas des signaux d'excitation à large bande de fréquence. L'inconvénient de SSDI est dû aux nombres de signal de tension ayant de très faibles amplitudes qu'il faut inverser dans un temps court. Ce temps assez court ne permet pas par conséquent de maximiser la tension du transducteur. Autrement dit, la SSDI seule ne permet pas de cibler le contrôle des modes de vibrations les plus énergiques. Afin d'éviter ces inconvénients, la stratégie modale a été développée (S. Harari et al. 2009 [40]). Il s'agit d'inverser la tension du transducteur lorsque le déplacement du mode ciblé est extrême. La figure III. 3 représente la forme d'onde de la tension du transducteur V_a liée au déplacement modal q_i . L'inversion de la tension, dans le cas modal, est possible seulement si les déplacements modaux sont disponibles ; en revanche ces déplacements modaux ne sont pas accessibles directement par mesures. Il est donc nécessaire de les estimer.

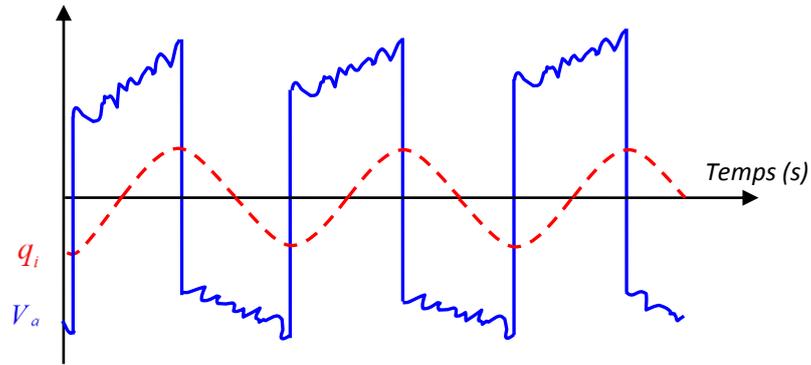


Figure III. 3 : Forme d'onde de la tension, V_a du transducteur piézoélectrique et q_i le déplacement modal ciblé.

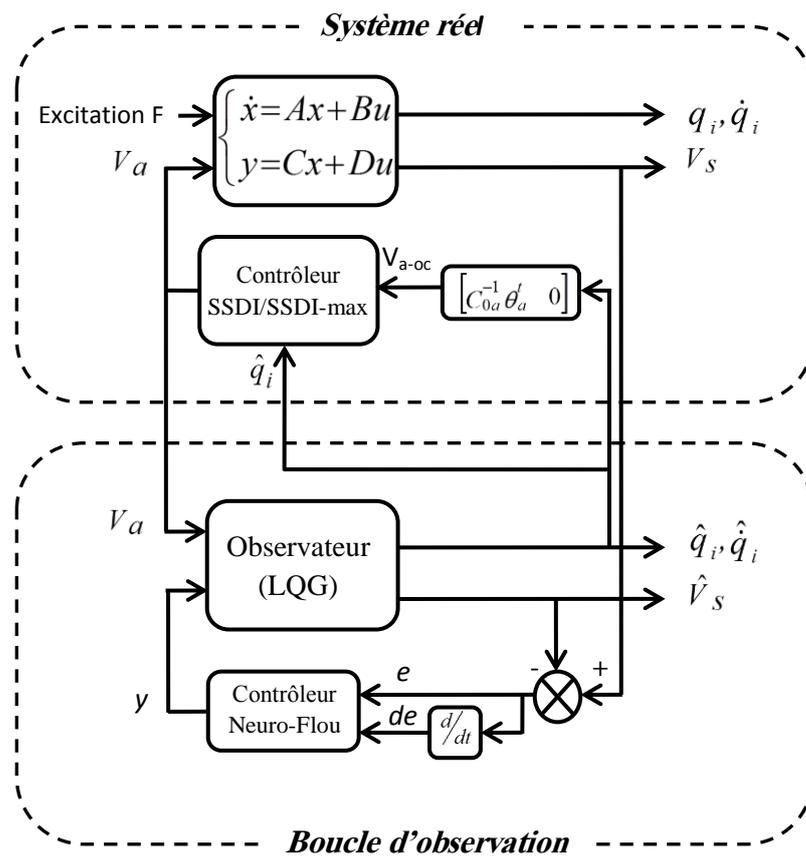


Figure III. 4: Architecture du contrôle Modal SSDI / SSDI- Max.

Comme on peut bien voir dans le schéma synoptique (figure III. 4), le rôle de l'observateur est très décisif dans ce type de contrôle, puisque les moments de commutation, qui définissent la qualité de l'amortissement, dépendent sensiblement de l'image de la coordonnée modale ciblée et fournie par cet observateur.

2.3.1. Observateur Modal

L'observateur modal consiste à dériver à partir de la mesure des tensions des capteurs v_s les coordonnées modales q_i pour déclencher le dispositif de commutation. La boucle d'observation permet d'estimer dans le même temps, le vecteur d'état et les tensions au niveau des capteurs. En conséquent, l'équation de la commande en boucle fermée s'exprime ainsi :

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + BV_a - L(v_s - \hat{v}_s) \quad (\text{III.1})$$

La matrice du gain L doit être choisie de telle sorte que l'erreur sur l'état soit stable et réduite rapidement par rapport à la rapidité de la dynamique de la structure elle-même. Pour calculer cette matrice, la méthode LQG a été, dans une première étape, choisie (D. Luenberger, 1971 [41]). Néanmoins, celle-ci ne garantit pas les résultats escomptés. Afin d'assurer une stabilité suffisante du système et d'améliorer les performances globales, la solution consistait à ajouter une boucle externe mettant en œuvre un régulateur PID (A. Cherif et al. 2012 [37]). L'implémentation de l'estimateur LQG et régulateur PID ainsi que la comparaison des résultats sont détaillées dans les références (A. Chérif et al, 2012 [37]; T. Richard, 2007 [42] et A. Chérif et al 2013 [43]).

2.3.2. Amélioration de l'observateur modal

Une première amélioration de l'observateur a été faite par A. Chérif et al. [37]. Ces travaux utilisent une boucle externe contenant un régulateur PID afin d'améliorer la qualité de l'image de la coordonnée modale fournie par l'observateur et par conséquent les performances globales du système de commande. Notre contribution, quant à l'amélioration de cet observateur, concerne la substitution du régulateur PID à un régulateur neuro-flou et la modification de l'architecture du système de contrôle SSDI-Max (figure III. 4). Les modifications apportées sont donc le régulateur neuro-flou et la prise en compte des coordonnées estimées \hat{q}_i au lieu des coordonnées mesurées q_i puisque ces derniers ne sont pas accessibles pratiquement ; on ne prend donc du système de contrôle que la tension mesurée v_s pour être plus proche de la pratique. Les réseaux de neurones (Figure III. 5) sont utilisés comme moyen de conception des fonctions d'appartenance du système flou qui a comme rôle la minimisation de l'erreur entre la tension estimée et celle réelle. Cette idée a été empruntée à (Hideyuki Takagi, 1990 [44]). Les cycles de conception d'un système Neuro-Flou sont résumés comme suit:

- L'assemblage et l'analyse des données.
- Le choix de l'architecture du réseau de neurones utilisé.
- L'entraînement du réseau en utilisant les données assemblées.

La simulation a été réalisée sous environnement MATLAB/ANFIS. La base de données pour l'apprentissage des neurones est celle utilisée par le régulateur PID: les entrées et sorties de l'observateur avec le régulateur PID sont stockées dans un fichier.

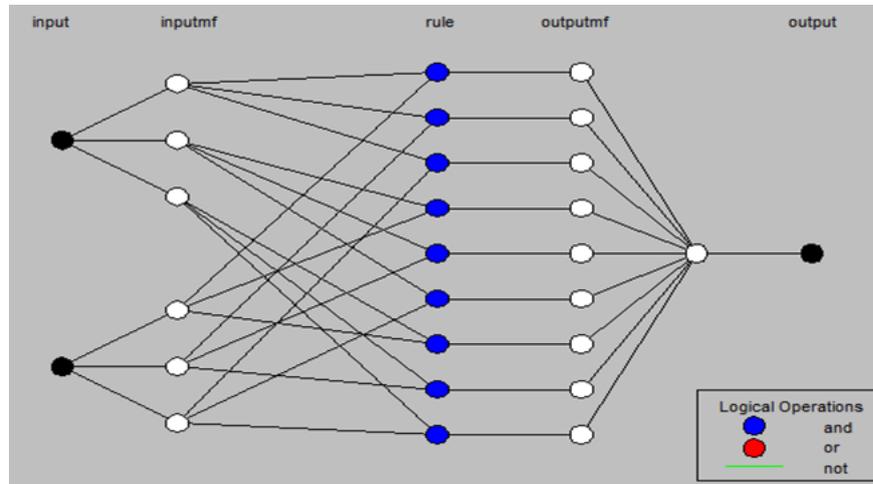


Figure III. 5 : Architecture du réseau de neurones utilisé

L'architecture du réseau de neurones choisie (figure III. 5) comprend deux variables d'entrée et trois fonctions d'appartenance. Le régulateur flou utilisé est composé de deux entrées:

l'erreur (e) qui est égale à $(V_s - \hat{V}_s)$, voir la figure III. 4, et la variation de cette erreur dans le temps (de). La sortie est définie par les fonctions d'appartenance de la figure III. 6. La sortie du régulateur est calculée en utilisant l'équation suivante:

$$y = a.x_1 + b.x_2 + c \quad (III.2)$$

y est la sortie, x_1 est l'entrée 1 et x_2 est l'entrée 2. Les coefficients a , b et c , concernant les neuf fonctions d'appartenance de sortie, sont donnés par le tableau III. 1.

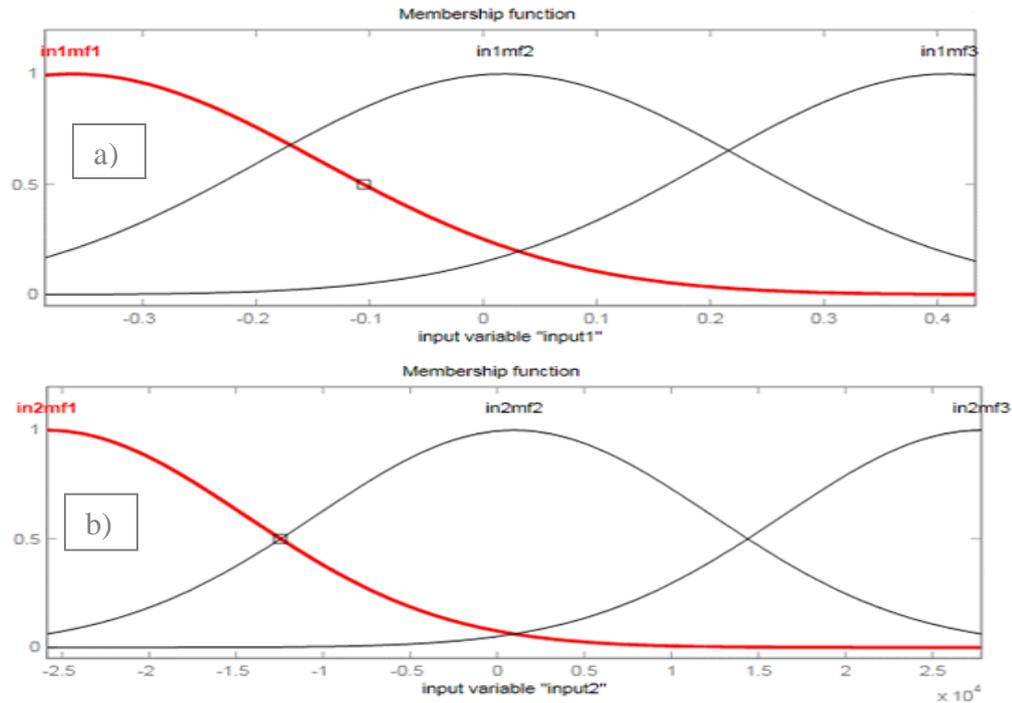


Figure III. 6 : Fonctions d'appartenance du contrôleur flou:

a) entrée 1 (*e*) et b) entrée 2 (*de*)

<i>[a b c] pour les neuf fonctions d'appartenances</i>		
<i>[127.6</i>	<i>-3.493e-005</i>	<i>-2.253]</i>
<i>[132.1</i>	<i>-1.381e-005</i>	<i>0.1343]</i>
<i>[131.7</i>	<i>-1.472e-005</i>	<i>0.7989]</i>
<i>[129.4</i>	<i>7.673e-006</i>	<i>0.4491]</i>
<i>[132.1</i>	<i>8.453e-006</i>	<i>-0.06528]</i>
<i>[132</i>	<i>1.847e-005</i>	<i>-0.3501]</i>
<i>[93.69</i>	<i>-0.0008193</i>	<i>-1.83]</i>
<i>[136.1</i>	<i>-0.0001929</i>	<i>-0.4182]</i>
<i>[127.9</i>	<i>-0.000232</i>	<i>6.853]</i>

Tableau III. 1 : Coefficients a, b et c.

2.4. Résultats de simulation

La structure intelligente et les conditions de simulations sont similaires à ceux utilisés par A. Chérif [37], ce qui nous a permis de valider nos résultats. Rappelons dans la section suivante les caractéristiques de la structure intelligente étudiée.

2.4.1. Définition de la structure intelligente

La structure intelligente utilisée est un panneau d'acier fixé sur les quatre côtés et équipé de quatre inserts piézoélectriques PZT P188. (Figure III. 7).

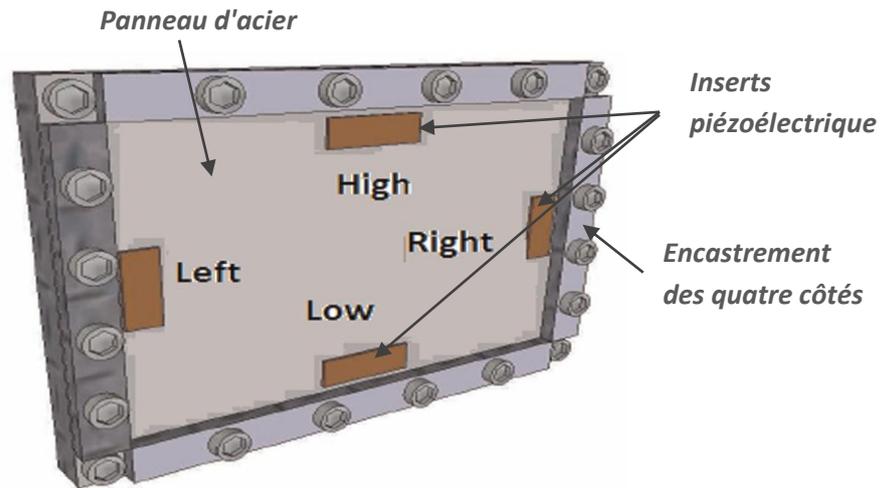


Figure III. 7 : Structure mécanique utilisée : panneau fixé sur les quatre côtés.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur réelle</i>
<i>Longueur</i>	<i>0.6 m</i>
<i>Largeur</i>	<i>0.4m</i>
<i>Epaisseur</i>	<i>1 mm</i>
<i>Module de Young</i>	<i>210 GPa</i>
<i>Rapport de Poisson</i>	<i>0.345</i>
<i>Densité</i>	<i>7500 Kg/m³</i>

Tableau III. 2 : Caractéristiques du panneau.

Les dimensions et les propriétés physiques du panneau sont données dans les tableaux III. 2 et III. 3 respectivement. La dynamique de la structure intelligente est régit par le modèle décrit précédemment dans le chapitre II. La procédure de mesure et d'identification des paramètres sont détaillées dans (S. Harari et al. 2009 [40]).

2.4.2. Performances de l'observateur

Dans cette section, les performances de l'observateur proposé sont comparées à celles obtenues avec l'observateur associé au régulateur PID. Les deux observateurs sont testés en boucle ouverte et en boucle fermée.

Propriété	Symbole	Valeur réelle
Densité	ρ	7700 kg/m ³
Compliance en Court Circuit	S_{11}^E	15.44 pm ² .N ⁻¹
	S_{33}^E	20.09 pm ² .N ⁻¹
Constante Diélectrique Relative	$\varepsilon_{11}^S/\varepsilon_0$	837
	$\varepsilon_{33}^S/\varepsilon_0$	1440
Coefficient de Charge	d_{11}	-186 pM.V ⁻¹
	d_{33}	425 pM.V ⁻¹

Tableau III. 3 : Caractéristiques des patches piézoélectriques PZT P188.

2.4.2.1. En boucle ouverte

Le modèle de structure présentée au § 2 a été simulé en utilisant trois patchs piézoélectriques comme capteurs, et le quatrième patch est déconnecté (en circuit ouvert); Par conséquent, la structure est considérée sans contrôle des vibrations. La structure est excitée à l'aide d'un signal carré de durée 50 μ .

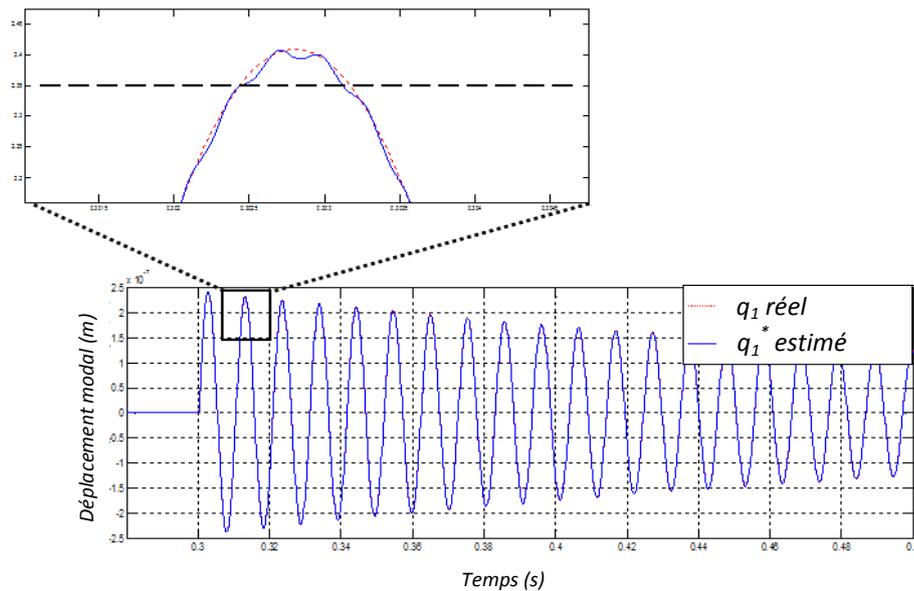


Figure III. 8 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 1 avant contrôle LQG + PID.

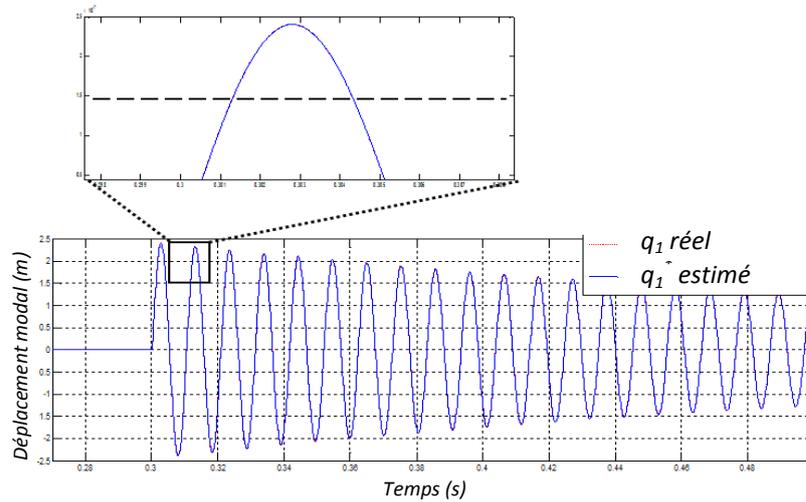


Figure III. 9 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 1 avant contrôle LQG + NF.

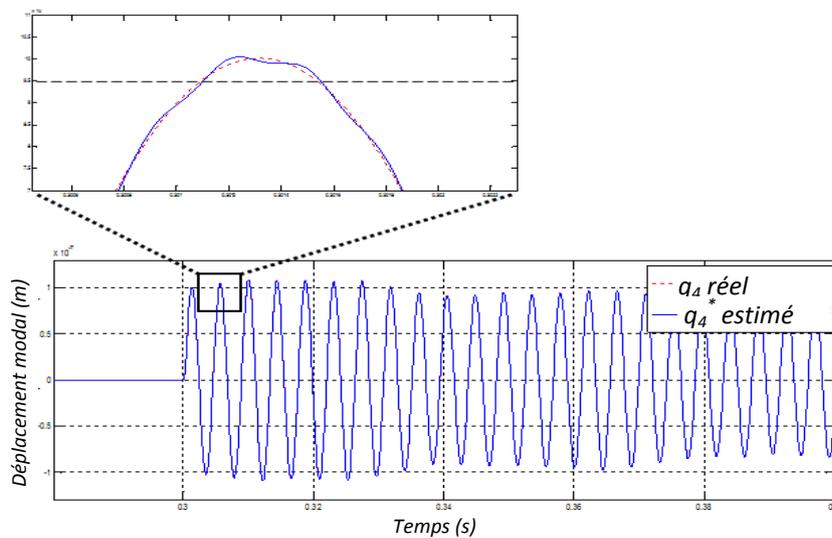


Figure III. 10 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 4 avant contrôle LQG + PID.

Le réel et l'estimé des coordonnées modales q_1 et q_4 (première et quatrième coordonnée modale) sont comparés dans les deux cas de configuration de l'observateur. Les figures III. 8 et III. 10 illustrent la comparaison des modes 1 et 4 utilisant l'observateur basé sur le régulateur PID. En revanche, les figures III. 9 et III. 11 montrent la même comparaison dans le cas du contrôleur Neuro-Flou. Des zooms, d'une partie de la réponse choisie arbitrairement, sont reportés dans toutes les figures. Les figures III. 8 et III. 10 montrent clairement que les crêtes de l'estimation du déplacement modal présentent des fluctuations. On constate que quelques points uniquement chevauchent avec les coordonnées

modales réelles (q_1 et q_4). Par contre on voit respectivement sur les figures III. 9 et III. 11 que les crêtes des coordonnées modales estimées et réelles sont superposées pour q_1 (voir zoom Figure III. 9) et chevauchent sur plusieurs points pour q_4 (voir zoom Figure III. 11).

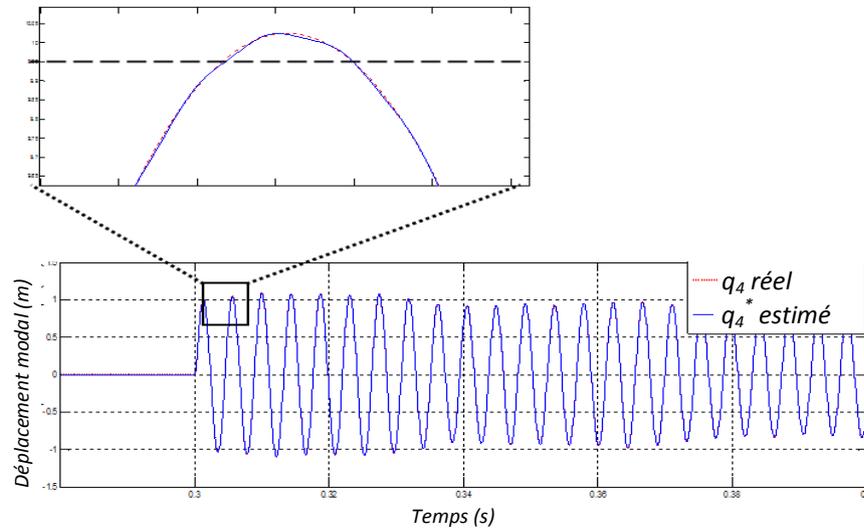


Figure III. 11 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 4 avant contrôle LQG + NF.

D'après les figures, on voit bien que l'architecture LQG + NF, en boucle ouverte, fournit une meilleure et rapide convergence par rapport à la configuration LQG + PID.

2.4.2.2. En boucle fermée

➤ Excitation par signal carré

Afin de se rapprocher du cas réel, l'observateur modal est testé dans les cas où la réponse du système mécanique est affectée par l'effet des paramètres non linéaire. Nous étudions ici le cas de la boucle fermée.

Associant dans ce qui suit l'observateur amélioré à la technique SSDI-max comme technique de contrôle des vibrations. Les figures III. 12 et III. 14 (voir zoom) montrent que la forme des coordonnées modales réelles et estimées (q_1 et q_4 , respectivement) sont différentes. Les coordonnées modales estimées ne suivent pas les ondulations (oscillations) des coordonnées réelles. Les oscillations sur les coordonnées réelles (voir les crêtes zoomées) sont plus amorties et représentent probablement la moyenne des valeurs estimées.

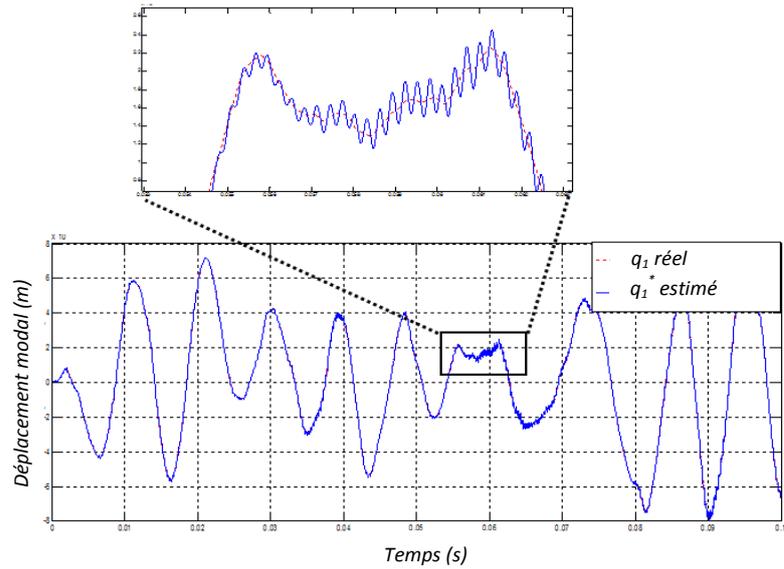


Figure III. 12 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 1 sous contrôle LQG + PID.

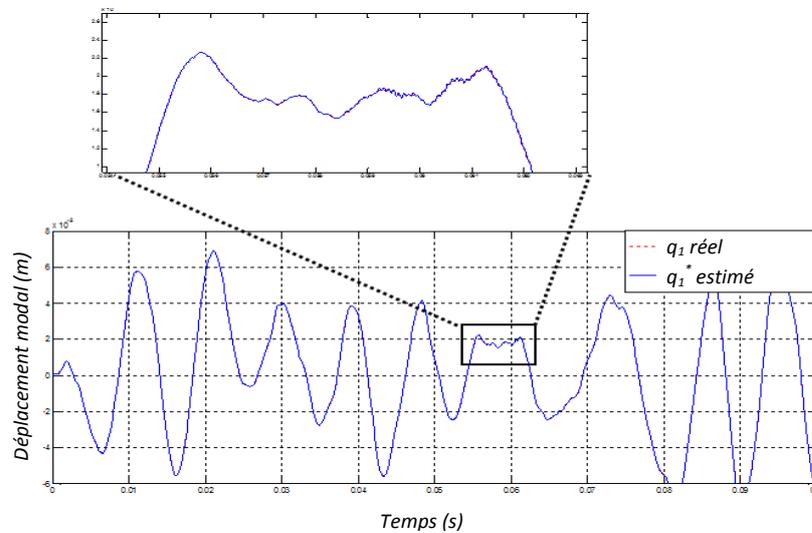


Figure III. 13 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 1 sous contrôle LQG + NF.

Dans les figures III. 13 (pour q_1) et III. 15 (pour q_4), on peut voir que l'amélioration de l'observateur (LQG + NF) fonctionnant en boucle fermée réduit les oscillations observées dans les figures III. 12 et III. 14. Les coordonnées modales réelles et estimées sont superposées pour les deux modes q_1 et q_4 . On peut conclure que l'observateur (LQG + NF) en boucle fermée, rapproche davantage l'estimation des coordonnées modales aux coordonnées réelles.

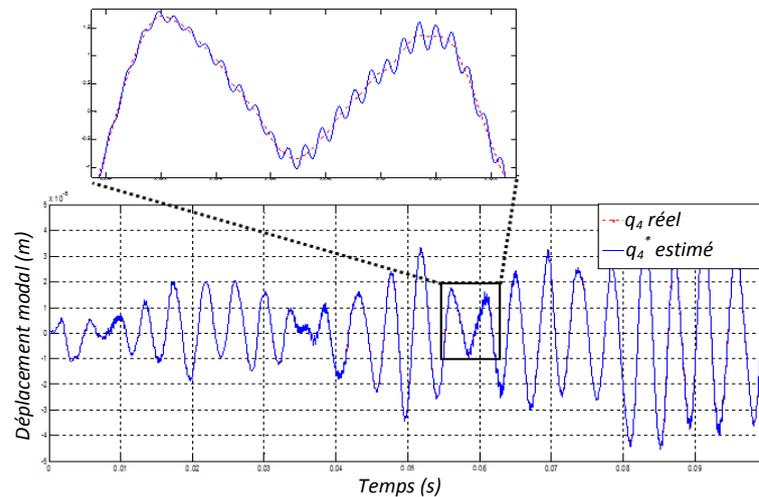


Figure III. 14 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 4 sous contrôle LQG + PID.

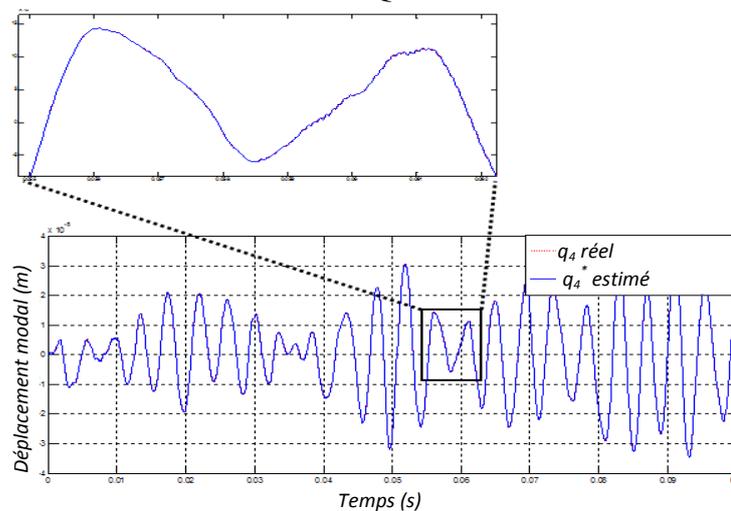


Figure III. 15 : Coordonnées modales : réelle (rouge) et estimée (bleu) mode 4 sous contrôle LQG + NF.

➤ Excitation par bruit blanc

Puisque l'observateur amélioré en boucle fermée, a donné un bon résultat ; celui-ci est testé dans cette partie sur les réponses de déplacement et de la tension du transducteur qui concernent plutôt la récupération de l'énergie vibratoire. Pour ce faire, le bruit blanc comme excitation est simulé sur le système. Le contrôle SSDI-max cible le déplacement modal 1 (le mode de vibration le plus énergétique).

La figure III. 16 illustre la comparaison entre les deux réponses de déplacement utilisant les deux observateurs. La figure III. 17 représente les deux tensions du premier transducteur.

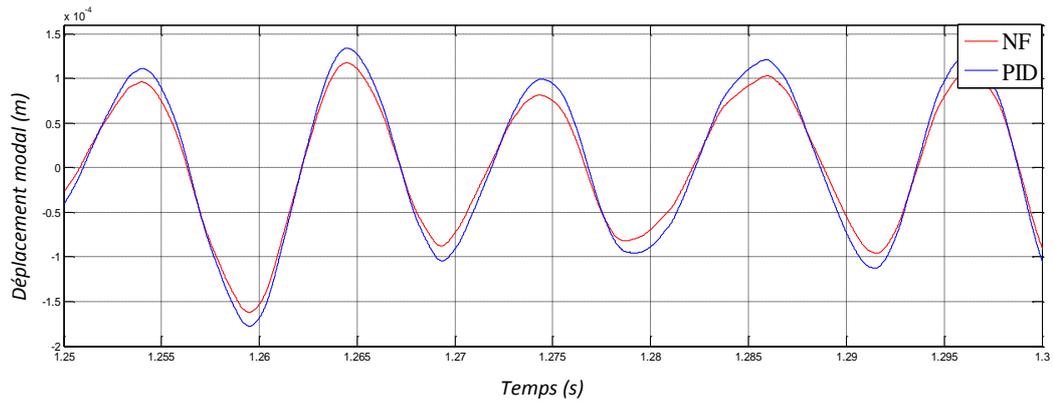


Figure III. 16 : Coordonnées modales pour le mode 1 ; l'observateur LQG + NF (rouge) et l'observateur LQG + PID (bleu).

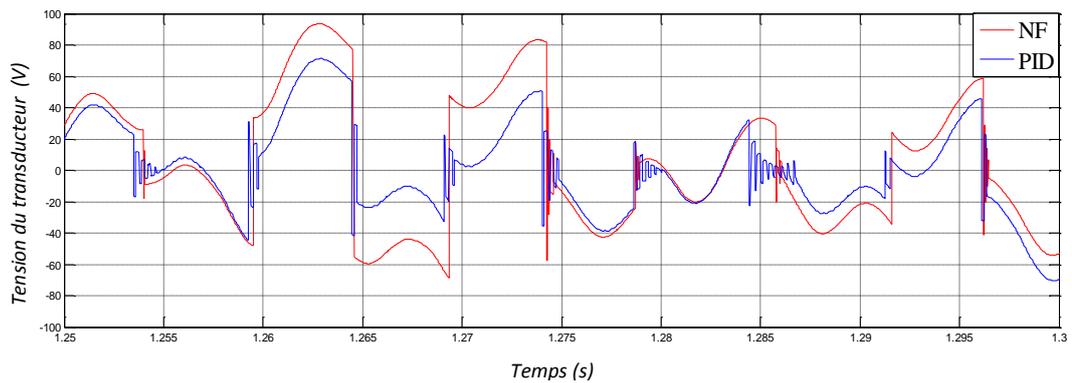


Figure III. 17 : Tensions du transducteur 1 ; l'observateur LQG + NF (rouge) et l'observateur LQG + PID (bleu).

On voit bien sur la figure III. 16, que l'observateur proposé atténue le déplacement modal. L'effet de l'observateur Neuro-Flou sur la tension du transducteur piézoélectrique est représenté sur la figure III. 17 ; celle-ci augmente en comparaison avec la même tension par rapport à l'observateur LQG + PID (voir Figure III. 17). Dans ce dernier cas, les nombreuses inversions de tension ayant de trop faibles amplitudes dues aux harmoniques sont à l'origine de cette différence de performance entre les deux observateurs (S. Harari et al, 2009 [45]; A. Chérif et al. 2012 [37]). La tension du transducteur augmente moins par conséquent les vibrations sont moins amorties. L'action de l'observateur amélioré se fait à des instants de déclenchement précis et fournit une augmentation significative de la tension du transducteur.

2.4.3. SSDI modale vs. SSDI-Max Modale

Dans cette partie, l'observateur proposé est testé avec les deux techniques de contrôle des vibrations SSDI et SSDI-max. Ils ont été testés en utilisant trois types d'excitation : large bande, impulsion, somme de sinusoïdes et bruit blanc. Un seul élément piézoélectrique de la

structure intelligente est utilisé comme actionneur. Les trois autres sont des capteurs servant à alimenter l'observateur. La stratégie consiste à cibler le premier mode.

➤ Excitation par impulsion carrée

L'excitation est une impulsion carrée de 50 us et d'amplitude normalisée. La figure III.18 montre le déplacement modal (mode 1) où on compare les performances des techniques SSDI-Max et SSDI sous l'observateur LQG + NF.

Nous pouvons voir qu'à 0,43 s, le déplacement a été totalement amorti sous le contrôle SSDI-Max. Cependant, un amortissement partiel est observée sur toute la durée de la simulation sous contrôle SSDI. L'amortissement total a été obtenu plutôt au-delà de 0,52 s. La tension du transducteur augmente sous le contrôle SSDI-Max en comparaison avec le contrôle SSDI (figure III. 19). Cependant, sans contrôle la tension est nulle puisque le transducteur est déconnecté (sans contrôle).

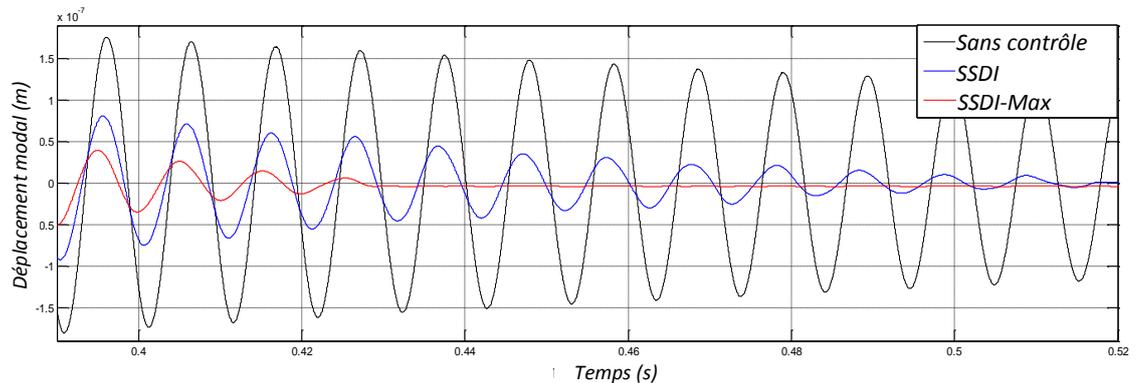


Figure III. 18 : Premier déplacement modal en utilisant l'observateur LQG + NF avec SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas d'impulsion.

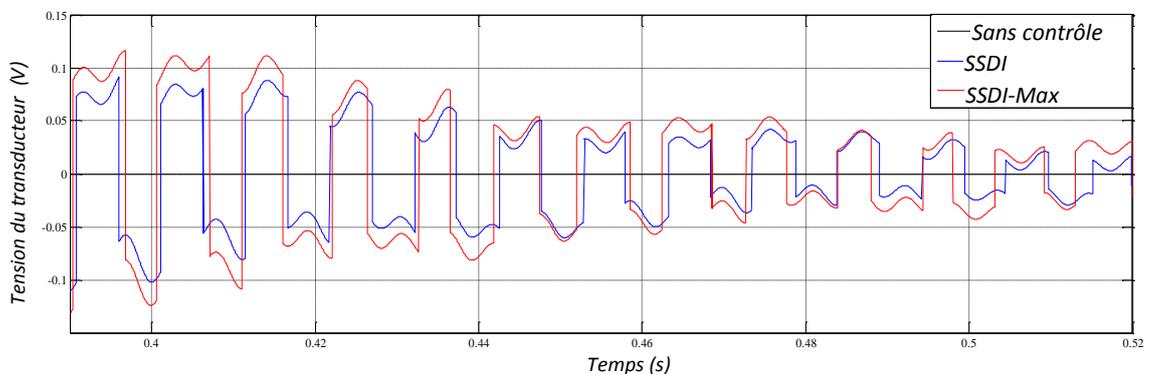


Figure III. 19 : Tension du transducteur en utilisant l'observateur LQG + NF avec SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) dans le cas d'impulsion.

➤ Excitation sinusoïdale et bruit blanc

L'observateur proposé et la stratégie de commande SSDI-Max ont été testés en utilisant une somme de quatre signaux sinusoïdaux (les quatre premières fréquences de résonance de la structure mécanique données dans le tableau III. 4). Notant que les quatre modes sont reliés par couplage électromécanique (T. Richard, 2007 [42]).

Les figures III. 20 et III. 21 présentent respectivement le déplacement et la tension du capteur. Nous voyons bien que le contrôle SSDI-Max donne un déplacement plus amorti en comparaison avec le contrôle SSDI.

<i>Mode propre</i>	<i>Fréquence propre correspondante</i>
<i>Premier mode</i>	96 Hz
<i>Deuxième mode</i>	175 Hz
<i>Troisième mode</i>	204 Hz
<i>Quatrième mode</i>	228 Hz

Tableau III. 4 : Modes et fréquences propres de la structure mécanique.

Le même test a été effectué en utilisant une excitation en bruit blanc. Les résultats sont similaires à ceux obtenus précédemment (figure III. 22 et figure III. 23).

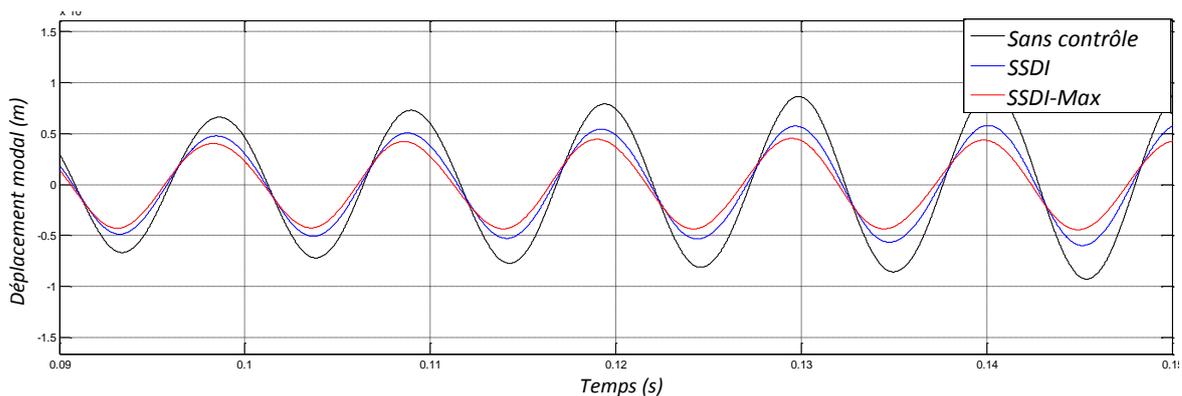


Figure III. 20 : Déplacement modal 1 : SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) excitation sinusoïdale

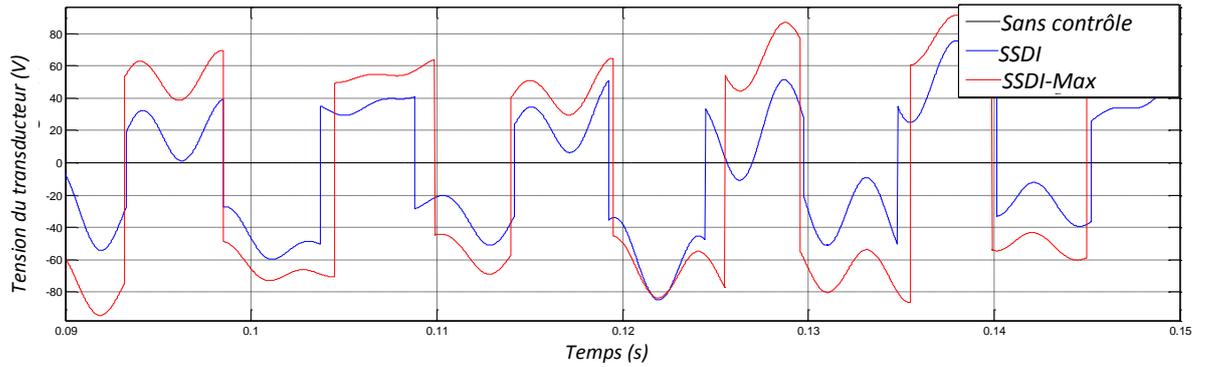


Figure III. 21 : Tension du transducteur : SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) excitation sinusoïdale.

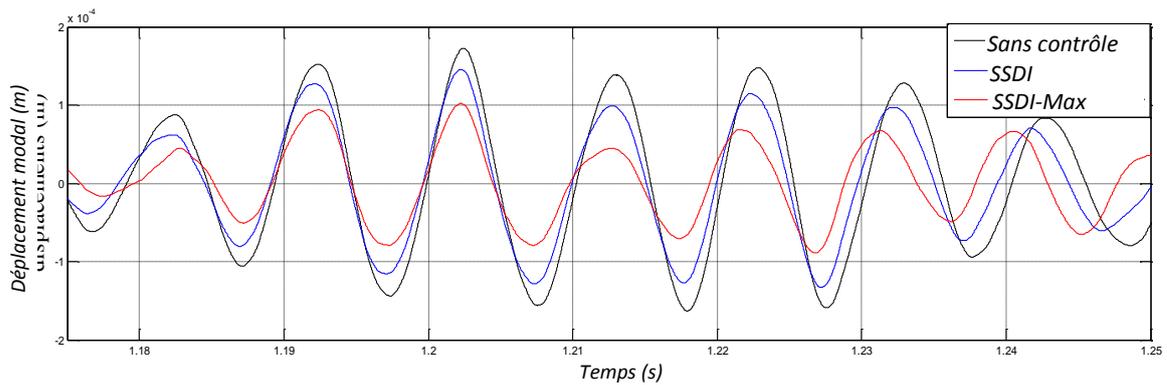


Figure III. 22 : Déplacement modal 1 : SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) excitation bruit blanc.

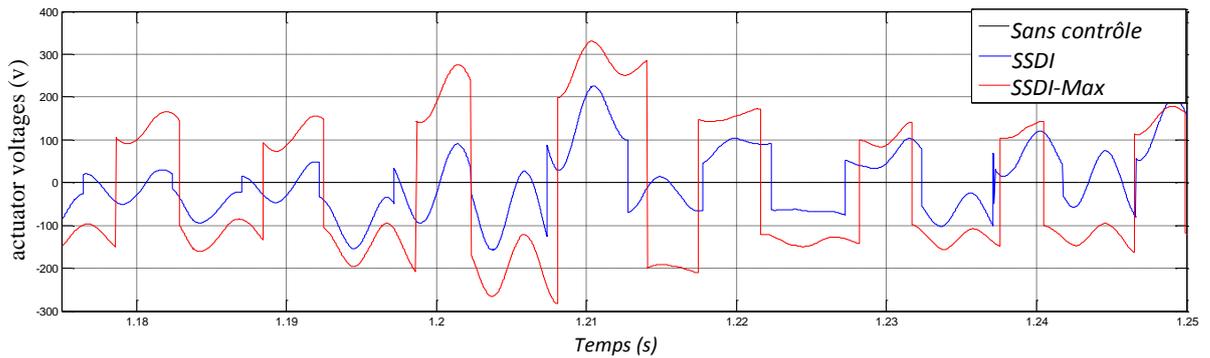


Figure III. 23 : Tension de transducteur : SSDI-Max (rouge), SSDI (bleu) et sans contrôle (noir) excitation de bruit blanc.

Dans tous les cas, le déplacement diminue et la tension du transducteur augmente. On voit bien que les performances de l'amortissement sont fortement dépendantes de la tension du transducteur piézoélectrique générée (V_a). Les figures III. 20, III. 22 et III. 24, pour les trois types d'excitation, illustrent l'augmentation considérable de cette tension sous SSDI-Max par rapport à l'SSDI. Par conséquent on voit clairement sur les figures III. 19, III. 21 et III. 23

une bonne atténuation des amortissements (augmentation de la tension du transducteur) sous contrôle SSDI-Max.

3. SSDI-Max et Capacité Négative

3.1. La capacité négative

Il a été mentionné dans le premier chapitre que les performances des shunts passifs et semi-passifs sont limitées par rapport aux shunts actifs. Afin d'améliorer les performances d'amortissement limité de ces shunts, des éléments actifs ont été ajoutés par la communauté scientifique. L'élément actif largement étudié est la capacité négative. Comme contribution, dans cette partie de la thèse, à l'amélioration de ces performances limitées un circuit actif est substitué aux shunts semi-passifs. L'élément actif est un circuit électronique composé d'un amplificateur opérationnel ayant une impédance d'entrée négative équivalente à une capacité négative (Fig. III. 24).

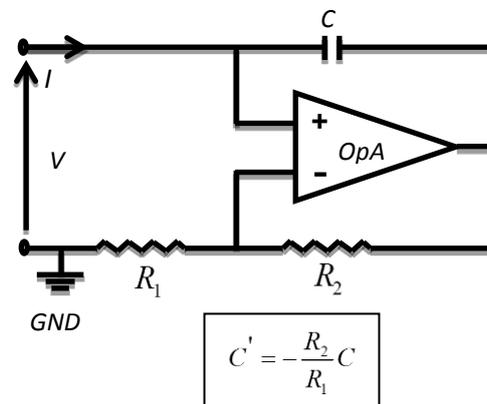


Figure III. 24 : Circuit équivalent de la capacité négative.

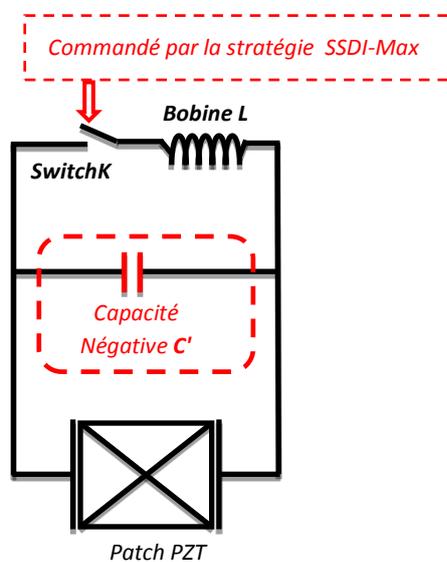


Figure III. 25 : Nouvelle configuration avec capacité négative.

Celle-ci se révèle être en mesure d'augmenter le facteur de couplage piézoélectrique. On propose donc de synthétiser par ce circuit une capacité négative « fictive » qu'on ajoute au circuit résonnant (voir Figure III. 25).

3.2. Définition de la structure intelligente

La structure intelligente utilisée dans le système vibrant est une poutre encastrée sur un côté, libre de l'autre côté et équipée de quatre patchs piézoélectriques (PZT P188) (Figure III. 26). Deux patchs sont utilisés comme actionneurs et les deux autres comme capteurs.

Les éléments piézo-électriques ont les dimensions suivantes : Patchs 1 et 2 ont 20 mm de largeur, 500 μm d'épaisseur et 0,05 m de longueur. La longueur des patchs 3 et 4 est de 0,025 m. Les dimensions et les propriétés physiques de la poutre sont données dans le tableau III. 5. La structure est identifiée selon le modèle décrit précédemment.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur réelle</i>
<i>Longueur</i>	250 mm
<i>Largeur</i>	20 mm
<i>Epaisseur</i>	0.5 mm
<i>Module de Young</i>	210 GPa
<i>Rapport de Poisson</i>	0.3
<i>Densité</i>	2800 Kg/m ³

Tableau III. 5 : Dimensions et caractéristiques de la poutre utilisée.

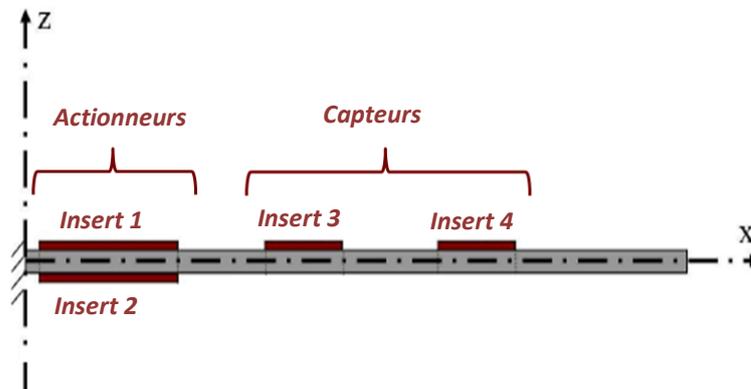


Figure III. 26. Poutre encastrée utilisée.

Les dimensions et les propriétés physiques de la poutre sont données dans le tableau III. 5. La structure a été identifiée selon le modèle décrit précédemment.

3.3. Coefficient de couplage électromécanique équivalent

Les coefficients de couplage électromécanique, notés généralement k_{ij} , sont des valeurs comprises entre 0 et 1. Ils traduisent la faculté d'un matériau piézoélectrique à transformer l'énergie mécanique qu'il reçoit en énergie électrique et inversement tel que défini dans le chapitre I. Revenons à l'équation I. 16

$$k^2 = \frac{d_{33}^2}{S^E \varepsilon^T} = \frac{n^2 d_{33}^2 K_a}{C}$$

On remarque dans cette équation que la valeur du carré du facteur du couplage électromécanique k^2 est fortement limitée par la capacité électrique du transducteur piézoélectrique C .

Forward [46] a proposé, en 1979, d'utiliser un circuit électronique actif qui contribue à diminuer la capacité du transducteur piézoélectrique et à augmenter en conséquence k^2 . Il a été appelé en anglais : *Negative Capacitance Shunt*. Bien qu'il ait pris un brevet pour son invention, il n'a pas publié des résultats expérimentaux. L'idée n'a été mise en pratique qu'après plus de 20 ans Date et al. 2000 [47]; Tang et Wang 2001 [48]. Depuis lors, le concept a été utilisé dans différentes applications, citons les travaux de Mokrani et al, 2011 [24] et de Han et al. 2012 [49].

Ainsi en insérant le circuit électronique actif précédent dans le circuit de la figure III. 26, la capacité globale du transducteur devient:

$$C^* = C - C' \quad (\text{III.3})$$

C^* est la capacité équivalente globale. C : est la capacitance du transducteur et C' : est la capacité négative insérée.

En remplaçant l'équation III. 3 dans l'équation I. 16:

$$k^{*2} = \frac{n^2 d_{33}^2 K_a}{C^*} = \frac{n^2 d_{33}^2 K_a}{C - C'} = \frac{C}{C - C'} k^2 \quad (\text{III.4})$$

L'équation III. 4 exprime le facteur de couplage électromécanique de la poutre contrôlée à l'aide du circuit de la figure III. 25. k^* est le coefficient de couplage électromécanique en fonction de l'ancien facteur de couplage électromécanique k .

On voit bien que le coefficient de couplage électromécanique initial k^2 est multiplié par un facteur $[C/(C-C')]$. La capacité négative augmente le facteur de couplage électromécanique k^* par rapport à k . Ainsi, plus la valeur de la capacité négative C' est grande plus la valeur de k^* est grande. Cependant, pour $k^{*2} > 1$, le système devient instable [24]. Il est instable lorsque

la valeur absolue de la capacité négative atteint la valeur de la capacité du transducteur. Le seuil de stabilité est défini donc par l'équation III. 5 [24].

$$C' = C(1 - k^2) \quad (III.5)$$

Mokrani et Al. dans [24] résumant, dans le tableau III. 6, les paramètres équivalents de la structure piézoélectrique en ajoutant la capacité négative en parallèle.

<i>Paramètre Equivalent</i>	<i>Système original</i>	<i>Capacité négative Parallèle</i>
<i>Capacité C*</i>	C	$C - C'$
<i>Constante piézoélectrique d*₃₃</i>	d_{33}	d_{33}
<i>Facteur de couplage Electromécanique k*²</i>	k^2	$\frac{C}{C - C'} k^2$
<i>Rigidité en circuit ouvert</i>	$\frac{K_a}{1 - k^2}$	$\frac{K_a}{1 - k'^2}$
<i>Rigidité en court-circuit</i>	K_a	K_a
<i>Condition de stabilité</i>	/	$C' = C(1 - k^2)$

Tableau III. 6 : Propriétés équivalentes du transducteur piézoélectrique connecté à une capacité négative parallèle.

3.4. Résultat de simulation

Dans cette partie du chapitre, nous comparons la commande SSDI-Max conventionnelle et celle améliorée par la capacité négative en utilisant la poutre définie précédemment comme système vibrant. L'excitation est un signal carré de 50 ms et d'une amplitude normalisée.

La figure III. 27 montre une comparaison des déplacements du bout de la poutre. On voit bien que l'association de la capacité négative à la technique SSDI-max contribue à l'atténuation des vibrations. Les vibrations sont plus amorties. En revanche, la tension du transducteur piézoélectrique augmente en comparaison avec le résultat obtenu par la méthode SSDI-max et le coefficient de couplage initial (figure III. 28). C'est le résultat de l'effet de la capacité négative sur le facteur de couplage électromécanique.

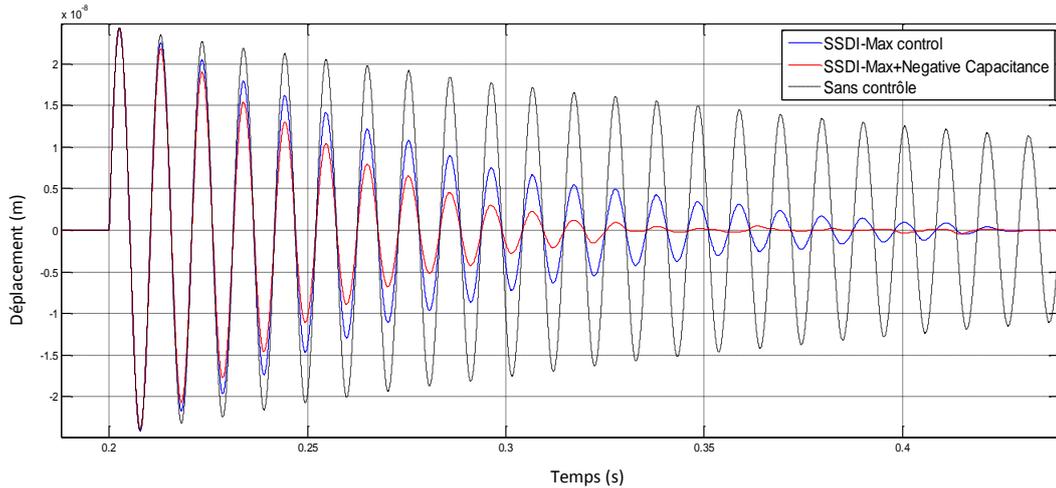


Figure III. 27 : Déplacement de la poutre, SSDI-Max (Bleu) et SSDI-Max + capacité négative (rouge), excitation impulsion.

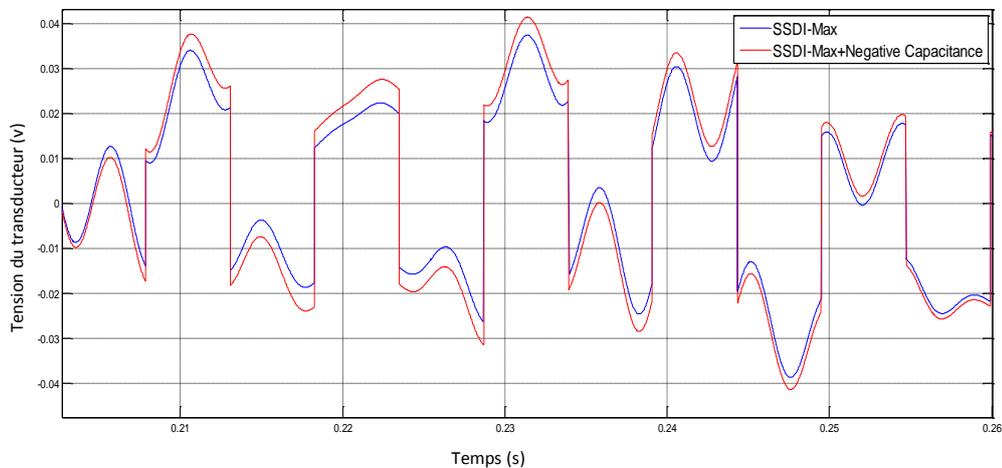


Figure III. 28 : Tension du transducteur, SSDI-Max (Bleu) et SSDI-Max + capacité négative (rouge), excitation par impulsion.

3.5. Effet de la fenêtre du temps sur la méthode SSDI-Max

La fenêtre de temps concerne le contrôle de l'instant de commutation lors de la mise en œuvre de la stratégie SSDI-Max. Cette fenêtre est un paramètre très important.

- Si elle est trop petite, la tension n'aura pas suffisamment de temps pour augmenter, par conséquent on ne s'attend pas à une amélioration significative.

- Si elle est trop longue, il y aura un risque de perte de synchronisation entre la tension de l'actionneur et le mode ciblé. Pour définir la valeur optimale de la fenêtre du temps, les essais de simulation ont été réalisés en faisant varier la valeur de la fenêtre de zéro (SSDI conventionnelle) puis de 1/30 à 1/5 de la période du mode ciblé [40] [43]. La figure III. 29

[43] illustre l'évolution de l'amortissement des vibrations du mode ciblé en fonction de la variation de la fenêtre du temps quand le système est excité par impulsion.

Comme représenté sur la figure III. 29, les valeurs de la fenêtre du temps entre 1/10 et 1/5 de la période de mode ciblé sont les valeurs optimales pour la commande SSDI-Max. Ces valeurs offre un meilleur compromis : elles assurent une augmentation de la tension du transducteur tout en évitant le déphasage important entre la tension du transducteur et le déplacement du mode ciblé. Ce compromis entraîne un amortissement optimal de la structure vibrante.

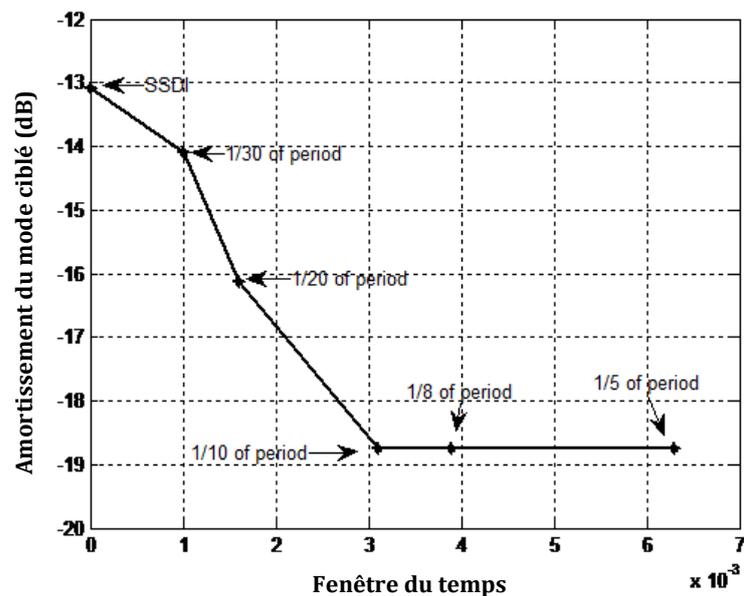


Figure III. 29 : Influence de la fenêtre du temps sur l'amortissement des vibrations, cas excitation par impulsion [43].

4. Conclusion

La commande SSDI-Max offre de meilleures performances par rapport au contrôle SSDI. Cependant cette technique peut également être améliorée.

Deux améliorations de la stratégie SSDI-Max sont proposées dans ce chapitre. La première concerne, les performances de la stratégie SSDI-Max modal. Elles sont basées sur un observateur LQG + Neuro-Flou. Les résultats de simulation sont présentés et comparés avec ceux obtenus à l'aide de l'observateur LQG + PID. L'amélioration de l'image de la coordonnée modale donnée par l'observateur est significative ; en conséquence les performances de l'amortissement sont améliorées. L'amplitude de la tension générée par le transducteur piézoélectrique a augmenté. La deuxième modification concerne l'association de la technique SSDI-Max avec une capacité négative en parallèle avec le transducteur. Les

résultats de simulation ont bien montré l'amélioration, en termes de l'amortissement des vibrations et de l'augmentation de la tension du transducteur.

Conclusion générale

Les vibrations mécaniques sont présentes pratiquement dans toute notre vie. Après conversion de leur énergie mécanique en énergie électrique, elles offrent d'une part une source d'énergie renouvelable très importante. D'une autre part leurs effets néfastes, sur certains domaines stratégiques dans la vie courante tels que l'aéronautique, les systèmes embarqués et le génie civil, obligent souvent à les réduire ou à les éliminer carrément. C'est ces deux applications : récupération de l'énergie ambiante et amortissement des vibrations qui ont fait l'objet de cette thèse.

Pour ce faire, l'alliage piézoélectrique PZT (type PZ1 88) connu pour son efficacité de conversion électromécanique a été utilisé, comme transducteur. L'énergie mécanique vibratoire du mouvement humain convertit en énergie électrique peut servir par exemple à alimenter un appareil électronique tel que le téléphone mobile ou le détecteur de localisation GPS. En revanche les shunts connectés en parallèle avec le système vibrant peuvent être utilisés pour dissiper l'énergie mécanique vibratoire par exemple d'une carte électronique embarquée.

Pour atteindre ces deux objectifs deux stratégies de contrôle ont été mis en œuvre dans cette thèse. i) La technique de contrôle appelée SSHI, comme son nom l'indique, nous a permis de démontrer comment récupérer l'énergie ambiante vibratoire et la convertir en énergie électrique. ii) La technique SSDI-max a été par contre consacrée au contrôle semi-actif des vibrations.

Les contributions de cette thèse se résument comme suit :

a) En se basant sur le modèle conventionnel, un modèle d'espace d'état à paramètres variables a été construit et mis à jour. Toutes les caractéristiques du transducteur piézoélectrique utilisé (PZ1 88) ont été mesurées. Un algorithme de calcul en temps réel du coefficient piézoélectrique d_{33} a été associé aux techniques de contrôle utilisées, de façon à rapprocher les résultats de simulation aux cas réels. Sur la base de ces données pratiques obtenues, le modèle proposé est associé avec la technique de contrôle SSHI pour calculer en temps réel les variations non linéaires des valeurs de la constante piézoélectrique d_{33} en fonction de la tension du transducteur. Les tests effectués ont montré que les effets de la variation non linéaire d_{33} sur le comportement général du transducteur piézoélectrique sont considérables et ne peuvent en aucune manière être négligés. Les résultats obtenus,

expérimentaux et simulés, du point de vue tension, courant et par conséquent puissance, sont satisfaisants.

b) La stratégie de contrôle SSDI-max, a été améliorée au niveau de l'observateur et du circuit de résonance. *i)* L'observateur amélioré substitue, d'une part, le régulateur PID à un contrôleur neuro-flou et génère d'autre part l'image du déplacement modal qui est inaccessible par la mesure directe. Les résultats obtenus, sont satisfaisants par rapport aux résultats obtenus à l'aide du régulateur PID. *ii)* Le circuit résonant a été modifié par insertion d'une capacité négative fictive en parallèle avec l'inductance. Cette capacité négative réduit la valeur de la capacité interne du transducteur ce qui permet d'augmenter la valeur du coefficient de couplage électromécanique, augmenter la tension aux bornes du transducteur et par conséquent améliorer davantage l'amortissement des vibrations.

Perspectives:

- Application de ces modèles aux polymères électro-actifs.
- Application du modèle non linéaire du coefficient d_{33} à l'amortissement des vibrations.

Références bibliographiques

- [1] D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 52: 584–595 (2005).
- [2] F. Giusa, A. Giuffrida, C. Trigona, B. Andò, A.R. Bulsara, S. Baglio, Random mechanical switching harvesting on inductor: A novel approach to collect and store energy from weak random vibrations with zero voltage threshold, *Sensors and Actuators*, 198: 35–45 (2013).
- [3] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and H. Bassaler, Enhanced Semi Passive Damping using Continuous Switching of a Piezoelectric Device on an Inductor, *Proceedings SPIE SSM Conference, Passive Damping and Isolation*, 3989: 288-299 (2000).
- [4] H. Ji, D. Inman, J. Qiu, and J. Cheng, Application of a negative capacitance circuit in synchronized switch damping techniques for vibration suppression, *Journal of Vibration and Acoustics*, 133: 041015 (2011).
- [5] M. 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, Thèse de doctorat. INSA de Lyon, France (2008).
- [6] A. Preumont, *Vibration Control of Active Structures: An Introduction*, Springer, Berlin Heidelberg (2011).
- [7] R. L. Forward, Electronic damping of vibrations in optical structures, *Applied Optics*, 18(5):690-697 (1979).
- [8] N. W. Hagood and A. Von Flotow, Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks, *Journal of Sound and Vibration*, 146(2): 243–268 (1991).
- [8] S.Y. Wu, Piezoelectric shunts with parallel R-L circuits for structural damping and vibration control. In *Proceedings of SPIE*, 2720: 259-269 (1996).
- [10] J.J. Hollkamp, Multimodal passive vibration suppression with piezoelectric materials and resonant shunts. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5: 49-57 (1994).

- [11] S.Y. Wu, Method for multiple mode piezoelectric shunting with single PZT transducer for vibration control, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 9: 991-998 (1998).
- [12] A. Antoniou, Realization of gyrators using operational amplifiers, and their use in RC-active-network synthesis, In *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 116: 1838–1850 (1969).
- [13] P. Lueg, Process of silencing sound oscillator, *Us patent*, 9 (1936).
- [14] A. Preumont, A. Francois, P. De Man, N. Loix, and K. Henrioulle, Distributed sensors with piezoelectric films in design of spatial filters for structural control, *Journal of Sound and Vibration*, 282: 701–712 (2005).
- [15] J. Der Hagopian, L. Gaudiller, and B. Maillard, Hierarchical control of hydraulic active-passive suspensions of a fast all-terrain military vehicle, *Journal of Sound and Vibration*, 225: 723 – 752 (1999).
- [16] E.R. Barnes, Necessary and sufficient optimality conditions for a class of distributed parameter control systems, *SIAM Journal on Control and Optimization*, 9:62–82, (1971).
- [17] M.K. Kwak and D. Sciulli, Fuzzy-logic based vibration suppression control experiments on active structures, *Journal of Sound and Vibration*, 191:15–28 (1996).
- [18] M. Malhis, L. Gaudiller and J. Der Hagopian, Fuzzy modal active control of flexible structures, *Journal of Vibration and Control*, 11:67–88 (2005).
- [19] W. Clark, Vibration control with state-switched piezoelectric materials, *Journal of intelligent material systems and structures*, 11: 263–271 (2000).
- [20] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier and G. Ching, Semi-passive Damping Using Continuous Switching of Piezoelectric Devices, in *Proceedings of SPIE Conference on Passive Damping and Isolation*, 3672: 104-111 (1999).
- [21] 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).
- [22] 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, *The Journal of the Acoustical Society of America*, 119: 2815–2825 (2006).
- [23] S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller, New semi-active multi-modal vibration

- control using piezoceramic components, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 20: 1603-1613 (2009).
- [24] B. Mokrani, G. Rodrigues, B. Ioan, R. Bastait, A. Preumont, Synchronized switch damping on inductor and negative capacitance, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 23: 2065–2075 (2011).
- [25] E. M. Qureshi, Ehtesham Mustafa; Shen, Xing; Chen, JinJin, Piezoelectric shunt damping by synchronized switching on negative capacitance and adaptive voltage sources, *International Journal of Aeronautical and Space Sciences*, 15: 396-411 (2014).
- [26] 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).
- [27] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, and D. Guyomar, Piezoelectric energy harvesting device optimization by synchronous electric charge extraction, *Intelligent Journal of Material Systems and Structures*, 16 : 865-876 (2005).
- [28] M. Lallart, L. Garbuio, L. Petit, C. Richard, 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: 2119–2130 (2008).
- [29] D. Guyomar and M. Lallart, Nonlinear Conversion Enhancement for Efficient Piezoelectric Electrical Generators, *Ferroelectrics*, Dr. Indrani Coondoo (Ed.), Edition: InTech, 258-280 (2010).
- [30] D. Dethier and C. Hairfield, *Harnessing Kinetic Energy from Humans, Renewable Energy and the Sustainable Campus* (2013).
- [31] Energy Floors Limited (Sustainable Dance Club Subsidiary). *Sustainable Energy Floors Information Leaflet*, Société.
- [32] D. Guyomar, *State of the Art in Piezoelectric Non-linear Systems for Standalone Vibration or Acoustic Control and Energy Reclamation*, (2008).
- [33] C. H. Park and D. J. Inman, Enhanced piezoelectric shunt design, *Shock and Vibration*, 10: 127–133 (2003).
- [34] 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).
- [35] E. Babesse, S. Belkhiat, A. Cherif, M. Meddad, A. Eddiai and M. Idiri, SSDI-Max control with negative capacitance, selected paper from: 13th ICFPAM, journal of Computer Engineering & Information Technology, 5:1-6 (2016).
 - [36] E. Babesse, A. Chérif, S. Belkhiat, M. Meddad, Enhanced Semiactive Multimodal Damping Control, International Conference on Control, Engineering & Information Technology, Proceedings Engineering & Technology, 2: 84-89 (2013).
 - [37] A. Chérif, C. Richard, D. Guyomar, S. Belkhiat, and M. Meddad, Simulation of multimodal vibration damping of a plate structure using a modal SSDI-Max technique, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 16: 1-16 (2012).
 - [38] E. Babesse, S. Belkhiat, A. Cherif, M. Meddad, A. Eddiai, Y. Boughaleb, Adaptive passive vibration control for the variable frequency case, 13th International Conference on Frontiers of Polymers and Advanced Materials (13th ICFPAM), 2015.
 - [39] E. Babesse, S. Belkhiat, A. Cherif, M. Meddad, A. Eddiai & Y. Boughaleb, Improved modal observer for modal SSDI-Max, Molecular Crystals and Liquid Crystals, 628:145-161 (2016).
 - [40] S. Harari, Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques, Thèse de doctorat. INSA de Lyon, France (2009).
 - [41] D. Luenberger, An introduction to observers, Automatic Control, IEEE Transactions, 16: 596–602 (1971).
 - [42] T. Richard, Diminution du coefficient de transmission acoustique d'une paroi à l'aide d'amortisseurs piézoélectriques semi-passifs, Thèse de doctorat. INSA de Lyon, France (2007).
 - [43] A. Chérif, C. Richard, D. Guyomar, S. Belkhiat, M. Meddad, A. Eddiai and A. Hajjajid, Modal SSDI-Max Technique of a Smart Beam Structure: broadband excitation, Journal of Optoelectronics and Advanced Materials, 15: 438-446 (2013).
 - [44] H. Takagi, Fusion technology of fuzzy theory and neural networks - Survey and future directions, International Conference on Fuzzy Logic & Neural Networks (IIZUKA-90), 1: 13-26 (1990).
 - [45] S. Harari, C. Richard, and L.Gaudiller, Multimodal control of smart structures based on semi-passive techniques and modal observer, Motion and Vibration Control, 1: 113–122 (2009).
 - [46] R. L. Forward, Electromechanical transducer-coupled mechanical structure with

- negative capacitance compensation circuit, United States Patents, (1979).
- [47] M. Date, M. Kutani, and S. Sakai, Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling, *Journal of Applied Physics*, 87: 863-868, (2000).
- [48] J. Tang and K.W. Wang, Active-passive hybrid piezoelectric networks for vibration control: Comparisons and improvement, *Smart Materials and Structures*, 10: 794-806 (2001).
- [49] X. Han, M. Neubauer, and J. Wallaschek, Improved piezoelectric switch shunt damping technique using negative capacitance, *Journal of Sound and Vibration*, 332: 7–16 (2013)

المخلص

الاهتزازات الميكانيكية موجودة في كل حياتنا تقريبا. فهي توفر مصادر مهمة جدا للطاقة المتجددة، ولكن آثارها الضارة على بعض الأنظمة تتطلب في كثير من الأحيان التقليل منها أو القضاء عليها تماما. لمواجهة هذه المخاوف، واستنادا إلى نفس الأسس النظرية، انقسم البحث في هذا المجال إلى فئتين رئيسيتين: إسترجاع هذه الطاقة لاستخدامها كمصدر للطاقة الكهربائية وتخمين هذه الاهتزازات وخاصة في مجالات استراتيجية مثل الطيران، الأنظمة المدمجة والهندسة المدنية. هذه الأطروحة تتمحور حول إستعادة طاقة الإهتزازات وتخمين الإهتزاز.

في الجزء الأول من هذه الأطروحة نقترح نموذجا محسنا لعارضة مثبتة مجهزة بمحولات كهروضغطية تستعمل لاستعادة طاقة الذبذبات. في هذا النموذج: نعتبر معامل الكهروضغطية d_{33} لقطع كهروضغطية متغير خطيا على عكس المعتاد استخدامه في المراجع. تم التحقق من صحة النموذج المعدل من خلال مقارنة نتائج المحاكاة مع النتائج التجريبية.

وخصص الجزء الثاني لمراقبة الاهتزازات. في هذا الجزء من الأطروحة، تم تحسين تقنية SSDI-Max من خلال العمل على الصورة التي يقدمها المراقب. المراقب LQG-Neuro-Flou وادراج السعة السلبية بشكل متواز ساعد على تعظيم الجهد الناتج عن المحول الكهروضغطي المستخدم، وبالتالي تحسين تخمين الاهتزاز.

كلمات البحث: استعادة الطاقة المحيطة، الاهتزاز، التخمين، استراتيجية التحكم SSDI.

Résumé

Les vibrations mécaniques sont présentes pratiquement dans toute notre vie. Elles offrent d'une part une source d'énergie ambiante renouvelable très importante, mais leurs effets néfastes sur certains systèmes obligent, souvent, à les réduire ou à de les éliminer carrément. Afin de répondre à ces deux préoccupations et en se basant sur les mêmes fondements théoriques, les recherches dans ce domaine se divisent en deux grandes catégories: la récupération de cette énergie pour être utilisée comme source d'alimentation en électricité et l'amortissement de ces vibrations surtout dans les domaines stratégiques tels que l'aéronautique, les systèmes embarqués et le génie civil. La récupération de l'énergie vibratoire et l'amortissement des vibrations sont les deux parties constituant cette thèse.

Dans la première partie un modèle amélioré d'une poutre encastrée a été utilisé quant à la récupération de l'énergie vibratoire. Dans ce modèle, le coefficient piézoélectrique d_{33} des patchs piézoélectriques est considéré non linéairement variable contrairement à son utilisation habituelle dans la littérature. Le modèle modifié a été validé par comparaison des résultats de simulation aux résultats expérimentaux.

La deuxième partie a été consacrée au contrôle des vibrations. Dans cette partie de la thèse, la technique SSDI-Max modale a été améliorée en agissant sur l'image modale du déplacement fournie par l'observateur. L'observateur LQG-Neuro-Flou et l'insertion d'une capacité négative en parallèle au circuit passif contribuent à maximiser la tension générée par le transducteur piézoélectrique utilisé et par conséquent à améliorer l'amortissement des vibrations.

Mots clés : *Récupération énergie ambiante, Vibrations, Amortissement, Stratégie de contrôle SSDI.*

Abstract

Mechanical vibrations are present practically throughout our lives. On the one hand, they offer a very important source of renewable energy, but their harmful effects on certain systems often oblige them to be reduced or eliminated altogether. To address these two concerns and based on the same theoretical foundations, research in this area falls into two main categories: the recovery of this energy to be used as a source of electricity and the amortization of these particularly in strategic fields such as aeronautics, embedded systems and civil engineering. The recovery of the vibratory energy and the damping of the vibrations are the two parts constituting this thesis.

In the first part an improved model of an embedded beam was used as regards the recovery of the vibratory energy. In this model, the p_{33} piezoelectric coefficient of the piezoelectric patches is considered non-linearly variable, contrary to its usual use in the literature. The modified model was validated by comparing the simulation results with the experimental results.

The second part was devoted to vibration control. In this part of the thesis, the modal SSDI-Max technique has been improved by acting on the modal image of the displacement provided by the observer. The LQG-Neuro-Fuzzy observer and the insertion of a negative capacitance in parallel to the passive circuit contribute to maximize the voltage generated by the piezoelectric transducer used and consequently to improve vibration damping.

Key words: *Ambient energy harvesting, vibrations, damping, strategy of control SSDI.*

