

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF
UFAS (ALGERIE)

THESE

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

DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Automatique

Par

M : AIDA CHERIF

THEME

Optimisation du transformateur piézoélectrique.

Application : contrôle semi-passive des vibrations.

Soutenu le : 17/10/2012

devant la commission d'examen :

Pr M.MOSTEFAI	Prof à l'université de Sétif	Président
Pr S. BELKHIAT	Prof à l'université de Sétif	Rapporteur
Pr A.BOUZID	Prof à l'université de Constantine	Examineur
Pr A.CHAABI	Prof à l'université de Constantine	Examineur
Pr L. H.MOUSS	Prof à l'université de Batna	Examinatrice

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mon directeur de thèse, Saâd Belkhiat, Professeur au Laboratoire de DAC HR de l'université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie pour l'opportunité et l'envie d'avoir fait cette thèse ainsi que pour sa confiance sans cesse renouvelée. Il a toujours été présent pour me porter une oreille attentive. Ses encouragements ont contribué à l'aboutissement de cette thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à messieurs les Professeurs Daniel Guyomar et Claude Richard au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon. Monsieur Guyomar pour l'accueille d'une période de 18 mois au LGEF et Monsieur Claude Richard pour ses conseils et l'aide qu'il m'a apportés tout au long de ce stage ainsi que pour tout ce que j'ai pu apprendre tant sur le plan scientifique qu'humain.

J'exprime également ma profonde reconnaissance aux Pr A.BOUZID, Pr A.CHAABI et Pr L. H. MOUSS de m'avoir fait le plaisir de s'intéresser à mes travaux en acceptant de faire partie du Jury de thèse.

Je souhaite de plus, remercier doublement le Pr. M.MOUSTEFAI de m'avoir fait l'honneur de présider le Jury.

Une thèse n'est pas seulement l'occasion de se former à la recherche, c'est aussi pouvoir rencontrer des personnes formidables. Ainsi je voudrais remercier tous les membres du département d'électrotechnique de l'université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie et les membres du département d'électromécanique de l'université de BBA. Aussi à tout l'équipe de LGEF permanents ou doctorants, pour leur présence, leurs suggestions et leur bonne humeur. Leur aide durant mon stage.

Résumé

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre de l'application des méthodes non-linéaires SSDI (Synchronized Switch Damping Inductor) et SSHI (Synchronized Switch Harvesting Inductor) à l'optimisation des performances des transformateurs piézoélectriques et au contrôle de l'amortissement des vibrations des systèmes embarqués. La technique SSDI est améliorée (SSDI-Max/SSHI-Max), dans le cadre de cette thèse. L'algorithme de contrôle développé permet d'améliorer les performances du transformateur piézoélectrique tel que le gain en tension, le rendement et la puissance transmise à la charge. Du point de vue amortissement des vibrations (monomodale et multimodale) sous différentes excitations sinusoïdales, impulsionnelles et bruit blanc, les résultats de simulations d'amortissement SSDI-Max Modal ont montré nettement l'amélioration des performances de l'amortissement par rapport à SSDI modale pour tous les cas de contrôle et d'excitation. La technique SSDI-Max montre aussi son intérêt quant à la récupération de l'énergie vibratoire.

Mots clés: *Techniques non linéaire SSDI-Max, transformateur piézoélectrique, optimisation des performances, piézoélectricité, vibrations, amortissement.*

أالمخلص :

أعمال البحث المقدمة في هذا الأطروحة تصنف في نطاق تطبيق الأساليب غير الخطية (المتزامنة تحويل محث التثبيط) و (المتزامنة محث حصاد تحويل) لتحسين أداء محولات كهروضغوية والسيطرة والتخميد اهتزاز أنظمة المدجة. في هذا العمل نقوم بتقديم تحسين تقنية (SSDI) إلى (SSDI max)، كجزء من هذه الأطروحة. هذه الخوارزمية وضعت لمراقبة و تحسين أداء محولات كهروضغوية ومردود التحويل، وزيادة القوة المحولة

من وجهة نظر اهتزازات التخميد (أحادية الوسائط والمتعدد الوسائط) تحت تأثير تحريكات جيبية مختلفة، والضوضاء البيضاء، أظهرت نتائج تحليل إستعمال طريقة التخميد (SSDI max) تحسن كبير في الأداء بالمقارنة مع تقنية التخميد (SSDI) لجميع الحالات من الإثارة والتحكم فيها، تقنية (SSDI max) أظهرت أيضا أهمية كبيرة في استعادة الطاقة الذبذبات.

أالكلمات أالمفتاحية

التقنية غير الخطية (SSDI max)، محول كهروضغوية، وتحسين الأداء، الكهربائية الضغوية، والاهتزاز التخميد

SOMMAIRE

Tables des matières

<i>Remerciement</i>	i
<i>Résumé</i>	iii
<i>Abstract</i>	iv
<i>Résumé (arabe)</i>	v
<i>Tables des matières</i>	vi
<i>Liste des figures</i>	x
<i>Liste des tableaux</i>	xvi

Introduction	1
--------------------	---

Chapitre I

I.1 La piézoélectricité	5
I.1.1 Effets piézoélectriques	5
I.1.2 Equations fondamentales de la piézoélectricité	6
I.1.2.1 Equation.....	6
I.1.2.2 Expressions tensorielles des coefficients.....	8
I.1.3 Couplage électromécanique.....	9
I.1.3.1 Couplage intrinsèque.....	9
I.1.3.2 Couplage effectif au voisinage de la résonance	10
I.1.4 Matériaux piézoélectriques.....	10
I.1.4.1 Les avantages des éléments piézoélectriques	10
I.1.4.2 Les classes principales de matériaux piézoélectriques.....	11
I.2 Transformateurs piézoélectriques : État de l'art.....	12
I.2.1 Etat de l'art des transformateurs piézoélectriques.....	12
I.2.3 Les avantages et les inconvénients des transformateurs piézoélectriques.....	13
I.2.4 Principe d'un transformateur piézoélectrique	13
I.2.5 Transformateur piézoélectrique: structure et classification	14
I.2.5.1 Transformateur piézoélectrique de type Rosen.....	15
I.2.5.2 Transformateur en mode transversal.....	16
I.2.5.3 Transformateur piézoélectrique en mode épaisseur	16

I.2.5.4 Transformateur piézoélectrique en mode radial.....	17
I.2.5.5 Autres structures	18
I.2.6 Principales applications.....	20
I.2.6.1 Alimentation des lampes fluorescentes.....	21
I.2.6.2 Intégration dans les convertisseurs statiques.....	23
I.2.6.3 Alimentation des moteurs piézoélectriques.....	25
I.2.6.4 Autres applications.....	26
I.3 Conclusion.....	26

Chapitre II

II.1 Le contrôle de vibration.....	28
II.1.1 Contexte	28
II.1.2 Contrôles de vibrations par éléments piézoélectriques.....	30
II.1.2.1 Contrôle actif.....	30
II.1.2.2 Contrôle passif.....	31
II.1.2.3 Contrôle semi-actif.....	34
II.1.2.4 Contrôle modal.....	37
II.2 Les techniques non-linéaires.....	38
II.2.1 ...appliquée au contrôle de vibration	38
II.2.1.1 Les techniques semi-passives.....	39
II.2.1.1.1 La technique SSDI « Synchronised Switch Damping on Inductance ».....	40
II.2.1.1.2 La technique SSDS « Synchronised Switch Damping on Short circuit ».....	41
II.2.1.2 Les techniques semi-actives.....	41
II.2.1.2.1 La technique SSDV classique « Synchronised Switch Damping on Voltage sources ».....	42
II.2.1.2.2 « SSDV amélioré » contrôlé par la tension de l'insert piézoélectrique.....	43
II.2.2... à la récupération d'énergie.....	44
II.2.2.1 Technique classique alternative.....	45
II.2.2.2 Technique classique continue.....	45
II.2.2.3 Technique SSHI alternative.....	46
II.2.2.4 Technique SSHI continue.....	47
II.3 Conclusion.....	48

Chapitre III

III.1 Modélisation du transformateur piézoélectrique	50
III.2 Application au transformateur vibrant en mode radial.....	57
III.2.1 Définition de la structure du transformateur.....	57
III.2.2 Comportement électrique du transformateur piézoélectrique.....	58
III.2.3 Modélisation des pertes et choix du matériau piézoélectrique.....	59
III.2.4 Simulation.....	63
III.2.4.1 Influence de la fréquence.....	63
III.2.4.2 Influence de la charge.....	66
III.2.4.3 Influence de la charge sur le gain et l'efficacité.....	68
a) Influence du rayon du transducteur.....	68
b) Influence du nombre de couches minces piézoélectriques.....	69
III.3 Conclusion.....	71

Chapitre IV

IV.1 Définition de la structure intelligente.....	74
IV.1.1 Modélisation de la structure intelligente.....	74
IV.1.2 Définition de la structure intelligente.....	76
IV.2 Le contrôle SSDI-Max.....	78
IV.2.1 Le contrôle SSDI Modal.....	78
IV.2.2 Observateur modale	78
a) Architecture de contrôle global et le principe.....	78
b) La méthode de placement de pôles.....	80
c) La méthode LQG.....	81
d) Amélioration de l'architecture de l'observateur.....	82
e) Les performances de l'observateur modal	83
IV.2.3 Contrôle SSDI-Max modal.....	87
IV.2.3.1 Algorithme de SSDI-Max.....	89
IV.2.3.2 Modélisation de l'algorithme SSDI-Max.....	89
IV.2.4 Analyse énergétique	91
IV.3 Simulation	92
IV.3.1 Contrôle d'une seule mode.....	92

a) Excitation sinusoïdale.....	92
b) Excitation par impulsion.....	94
c) Excitation de bruit blanc	95
IV.3.2 Contrôle de quatre modes simultanément	96
IV.3.3 Influence de la fenêtre de temps sur la performance des SSDI-Max.....	98
IV.4 Conclusion	100

Chapitre V

V.1 Structure du transformateur piézoélectrique	103
V.1.1 Modélisation	103
V.1.2 Evolution des grandeurs caractéristiques du transformateur en fonction de la charge.....	106
V.1.2.1 Le gain en tension	106
V.1.2.2 Puissance absorbée.....	106
V.1.2.4 Rendement.....	106
V.1.3 Définition de la structure du transformateur piézoélectrique	107
V.1.4 Choix du mode de fonctionnement	108
V.2 Technique SSHI alternative.....	109
V.3 Technique SSHI-Max alternative.....	109
V.4 Simulation.....	110
V.4.1 Le comportement électrique du transformateur piézoélectrique sans l'application des méthodes non linéaire.....	110
V.4.1.1 Le gain en tension du transformateur piézoélectrique.....	110
V.4.1.2 La puissance absorbée du transformateur piézoélectrique.....	111
V.4.1.3 La puissance transmise du transformateur piézoélectrique.....	112
V.4.1.4 Le rendement du transformateur piézoélectrique.....	113
V.4.2 Effet des techniques non linéaire sur les performances du transformateur piézoélectrique.....	114
V.4.3 Influence de la fenêtre de temps sur les performances de SSHI-Max.....	117
V.5 Conclusion	119
Conclusion et perspectives.....	121
Références bibliographies	124

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1: Noms, symboles, tailles et unités des grandeurs et constantes utilisées dans les différentes formes du couple d'équations constitutives de la piézoélectricité.....	7
Tableau I.2 : Modes de vibration et coefficients de couplage associés. L est la longueur de l'échantillon, e son épaisseur et D son diamètre s'il est de forme cylindrique.....	9

Chapitre III

Tableau III.1: Analogies électro-mécanique.....	52
Tableau III.2: Définition des paramètres.....	59
Tableau III.3: Les paramètres des cinq types de matériau piézoélectrique.....	61
Tableau III.4: Les coefficients du matériau piézoélectrique, APC841.....	63

Chapitre IV

Tableau IV.1: Caractéristiques de la plaque.....	77
Tableau IV.2: Caractéristiques des inserts piézoélectriques PZT P189.....	77
Tableau IV.3 : Les fréquences des quatre modes de simulation de la plaque embarquée	77
Tableau IV.4: La représentation d'état des systèmes de structure et d'observateur.....	80
Tableau IV.5 : Signification des variables utilisées.....	90
Tableau IV.6 : Table logique.....	90
Tableau IV.7: Termes énergétiques.....	91

Chapitre V

Tableau V.1: Caractéristiques géométriques du transformateur piézoélectrique.....	107
Tableau V.2: Propriétés matérielles du transformateur piézoélectrique.....	108
Tableau V.3: Les caractéristiques du modèle de transformateur piézoélectrique selon quatre modes de fonctionnement.....	109

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Classes cristallines	6
Figure I.2: L'effet piézoélectrique	6
Figure I.3: Axes conventionnels d'un matériau piézoélectrique	8
Figure I.4: Mode de vibration de l'élément piézoélectrique : (a) Mode de vibration longitudinal. (b) Mode de vibration transversal.....	14
Figure I.5: Transformateur piézoélectrique de type Rosen.....	15
Figure I.6: Transformateur piézoélectrique à mode transversal.....	16
Figure I.7: Transformateur piézoélectrique en mode épaisseur.....	17
Figure I.8: Transformateur piézoélectrique à mode radial – Structure monocouche.....	17
Figure I.9: Transformateur piézoélectrique à mode radial – Structure multicouche.....	18
Figure I.10: Structure à mode de cisaillement.....	19
Figure I.11: Structure discoïdale à électrode en forme de croissant.....	19
Figure I.12: Evolution des géométries et des densités de puissances des transformateurs piézoélectriques pendant les années 90	20
Figure I.13: Remplacement d'un ballast traditionnel utilisant un circuit résonant LC (figure du haut) par un transformateur piézoélectrique (figure du bas).....	22
Figure I.14 : Convertisseur AC/DC intégrant un transformateur piézoélectrique dédié aux chargeurs de batteries de téléphones portables.....	23
Figure I.15: Comparaison de l'adaptateur secteur Toshiba et de son évolution incluant le transformateur piézoélectrique.....	24
Figure I.16 : Eléments constitutifs et intégration d'un moteur à ultrasons alimenté via un transformateur piézoélectrique discoïdal.....	25

Chapitre II

Figure II.1: Montre à quartz.....	28
Figure II.2: Brosse à dents conçue par société Philips.....	29

Figure II.3: Séisme à Wenchuan, Chine.....	29
Figure II.4: Effondrement d'un pont auto-excité	29
Figure II.5: Différentes topologies de contrôle passif.....	33
Figure II.6: Schéma du contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités.....	35
Figure II.7 : Structure générale des techniques non-linéaires.....	38
Figure II.8: Formes d'onde associées aux techniques non-linéaires et décomposition de la tension piézoélectrique lorsqu'elle est soumise au traitement non-linéaire.....	39
Figure II.9 : Technique SSDI : Dispositif électronique simplifié et formes d'ondes caractéristiques.....	40
Figure II.10 : Technique SSDS : Dispositif électronique simplifié et formes d'ondes caractéristiques.....	41
Figure II.11 : Technique SSDV classique : Dispositif électronique et formes d'ondes caractéristiques.....	42
Figure II.12 : Circuit électrique de la technique SSDV adaptée.....	44
Figure II.13: Technique classique alternative : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent.....	45
Figure II.14: Technique classique continue : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent.....	46
Figure II.15: Technique SSHI alternative : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent.....	47
Figure II.16: Technique SSHI continue: (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent.....	48

Chapitre III

Figure III.1: Système mécanique de vitesse commune.....	52
Figure III.2: Système mécanique de force commune.....	53
Figure III.3: Circuit électrique équivalent de tension commune.....	53
Figure III.3: Circuit électrique équivalent de courant commun.....	53
Figure III.5: Représentation du système mécanique.....	54
Figure III.6 : Le circuit électrique équivalent du système mécanique.....	55
Figure III.7: Le circuit équivalent de transformateur piézoélectrique.....	55

Figure III.8 : Circuit équivalent simplifié du transformateur piézoélectrique.....	55
Figure III.9 : Transformateur piézoélectrique en mode radial.....	57
Figure III.10: Modèle d'un échantillon piézoélectrique.....	59
Figure III.11: l'évolution des pertes mécaniques en fonction du champ appliquée.....	61
Figure III.12: l'évolution de la densité de la puissance en fonction des pertes mécaniques...62	
Figure III.13: Le gain en tension en fonction de la fréquence pour différentes capacités.....	63
Figure III.14: Le gain de tension en fonction de la fréquence pour différents Q et N	64
Figure III.15: Le gain en tension en fonction de la fréquence, pour différents N et c	64
Figure III.16: Le gain en tension en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de r et c	65
Figure III.17: Influence de la fréquence pour $r=8\text{mm}$, $N=2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$, (a) sur la puissance de sortie, (b) sur l'efficacité.....	66
Figure III.18: Influence de la charge sur le gain en tension. Pour $r= 8\text{mm}$, $n_1=2$, $n_2=15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	67
Figure III.19: Influence de la charge sur l'efficacité du transformateur. Pour $r= 8\text{mm}$, $n_1=2$, $n_2=15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	67
Figure III.20: Influence du rayon de la céramique sur le gain en tension. Pour $r= 8\text{mm}$ et $N= 2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	68
Figure III.21: Influence du rayon de la céramique sur l'efficacité du transformateur. Pour $r= 8\text{mm}$ et $N= 2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	69
Figure III.22: Influence du nombre de couches piézoélectriques sur le gain en tension. Pour $r= 8\text{mm}$, $N= 2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	70
Figure III.23: Influence du nombre de couches piézoélectriques sur l'efficacité. Pour $r=8\text{mm}$, $t_1=t_2=2\text{mm}$	70

Chapitre IV

Figure IV.1: Modèle (<i>masse, ressort, amortisseur</i>) pour un seul mode et un seul élément piézoélectrique.....	74
Figure IV.2: Modèle (<i>masse, ressort, amortisseur</i>) d'une structure munie de n inserts piézoélectrique pour un m mode m	75

Figure IV.3: Structure du panneau de protection utilisée dans les simulations. La plaque est fixée sur les quatre côtés. A chaque côté, quatre élément piézo-électrique de dimensions 12cm x 4cm et 600µm d'épaisseur.....	76
Figure IV.4: Les formes d'onde de tension typique, où est la tension d'actionneur piézoélectrique et q_1 est le déplacement modale première correspondant.....	78
Figure IV.5: Architecture de contrôle SSDI modal.....	79
Figure IV.6: Boucle d'observation améliorée en utilisant un régulateur PID.....	83
Figure IV.7: Coordonnée modale real et estimé pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) en utilisant la méthode de placement des pôles sans contrôle.....	84
Figure IV.8: Coordonnée modale réelle et estimée pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) par la méthode LQG sans contrôle.....	84
Figure IV.9: Coordonnée modale réelle et estimée pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) par la méthode LQG + PID sans contrôle.....	85
Figure IV.10: Erreur d'estimation normalisée pour coordonner modal 1, sans contrôle pour les trois observateurs proposés.....	86
Figure IV.11: Erreur d'estimation normalisée pour coordonner modal 4, sans contrôle pour les trois observateurs proposés.....	87
Figure IV.12: Illustration de la stratégie de SSDI-Max: la définition de l'instant commutateur selon les coordonnées modales ciblées, la tension d'actionneur piézoélectrique en circuit ouvert et le délai maximal autorisé.....	88
Figure IV.13: Déplacement modale (tracé inférieur) et la tension d'actionneur piézoélectrique (tracé supérieur) pour le contrôle d'un seul mode (mode 1) et dans le cas de multi-sinusoidal d'excitation. Le rapport de l'énergie de mode contrôlé à l'énergie vibratoire de structure est $E_1/E_2 = -3,8$ dB.	93
Figure IV.14: Le RMS de déplacements modal q_1 selon le ratio des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale des quatre modes, le mode 1 ciblé par le contrôle modale SSDI et SSDI-Max.....	94
Figure IV.15: Simulation de déplacement de mode 1 avec l'excitation impulsion dans le cas du mode 1 ciblé par le contrôle.....	95
Figure IV.16: (a) Simulation de la tension d'actionneur avec une excitation d'impulsion dans le cas du mode 1 ciblé par le contrôle. (b) vue agrandie de la région à fond gris.....	95
Figure IV.17: Le déplacement modal et la tension aux bornes de l'actionneur lorsque le mode 1 est ciblé par le contrôle.....	96

Figure IV.18: Déplacement du centre de la plaque concernant le contrôle de quatre modes dans le cas d'excitation par impulsion.....97

Figure IV.19: Déplacement du centre de la plaque; contrôle de quatre modes dans le cas d'une excitation bruit blanc. Comparaison des stratégies SSDI modal (tracé supérieur) et SSDI-Max (tracé inférieur).....98

Figure IV.20: Influence de la fenêtre de temps concernant l'excitation par impulsion (a) l'influence de la fenêtre de temps sur l'amortissement de mode 1 (b) correspondant aux résultats dans le domaine temporel.....99

Figure IV.21: Influence de la fenêtre de temps sur le mode 1, les performances de l'amortissement dans le cas d'excitation multi-sinusoïdal: (a) l'amortissement supplémentaire (par rapport à SSDI modale) en fonction de la fenêtre de temps pour différentes rapport d'énergies, (b) La fenêtre de temps optimale en fonction du rapport d'énergie.....99

Chapitre V

Figure V.1: Association en série de cellules élémentaires.....103

Figure V.2: Mise en série de cellules élémentaires.....103

Figure V.3: Modèle de transformateur piézoélectrique série fonctionnement en demi-longueur d'onde.....104

Figure V.4: Transformateur piézoélectrique de type Rosen multicouche.....107

Figure V.5 : Circuit SSHI connecté au secondaire du transformateur piézoélectrique.....109

Figure V.6: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge.....111

Figure V.7: La puissance absorbée du transformateur en fonction de la charge.....112

Figure V.8: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge.....113

Figure V.9: Le rendement du transformateur en fonction de la charge.....114

Figure V.10: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.....115

Figure V.11: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.....116

Figure V.12: Le rendement du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.....116

Figure V.13: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge par la méthode SSHI-Max.....118

Figure V.14: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge par la méthode SSHI-Max.....118

Figure V.15: Le rendement du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.....119

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Ces dernières années, les applications mettant en œuvre des matériaux piézoélectriques se sont considérablement développées. L'avantage de ces matériaux est qu'ils couplent fortement les grandeurs mécaniques et électriques. L'intérêt principal des matériaux piézoélectriques est qu'ils permettent d'agir sur l'état mécanique d'une structure par modification du champ électrique appliqué au matériau. Ceci a débouché sur les applications de contrôle de vibration et d'actionneur de positionnement. En favorisant l'écoulement de charges dans un matériau piézoélectrique collé à une structure, il est possible d'extraire de petites puissances (allant du micro ou milliwatt). Enfin les matériaux piézoélectriques ont trouvé un champ d'application particulièrement intéressant dans la conversion d'énergie électrique : les transformateurs piézoélectriques permettent de remplacer avantageusement les transformateurs électromagnétiques en particulier pour des applications sujettes à la miniaturisation. D'une manière générale, leur utilisation tend à se développer dans les appareils électroniques mobiles ou embarqués [1].

La réduction du bruit et des vibrations est un sujet de recherche prioritaire dans de nombreux secteurs industriels, tels que l'automobile, l'aérospatiale, l'équipement sportif, la mesure, etc. Afin de répondre à ces préoccupations, de nombreuses méthodes d'amortissement vibratoire utilisant les matériaux piézoélectriques ont été développées [2], telle que la méthode passive, active et semi-passive ou semi-active. Les méthodes de contrôles passifs sont généralement considérés comme stable à cause de l'inexistence d'une rétroaction externe directement exercée sur la structure cible. Toutefois, il est généralement volumineux et sensible aux changements environnementaux. Au contraire, le contrôle actif peut concerner le contrôle des structures à large bande de fréquence, mais il consomme beaucoup d'énergie. Par ailleurs, il est également limité par l'instabilité provoquée par certains problèmes de contrôle et d'encombrement. Les méthodes semi-passives ou semi-actif héritent des avantages des deux contrôle passif et actif et tend à devenir un sujet d'actualité dans le domaine de contrôle des vibrations [3].

Le contrôle semi-actif est une alternative novatrice au contrôle actif. Il s'agit d'une technique qui réalise un traitement non linéaire de la tension générée par les éléments piézoélectriques. Parmi les méthodes semi-active citons le contrôle SSDI (Synchronized

Switch Damping on inductor) [2]. Cependant, cette méthode n'est pas adaptée à des excitations larges bandes alors que les sollicitations des structures industrielles sont le plus souvent à large bande. La réduction des vibrations doit alors concerner plusieurs résonances. Le contrôle SSDI modale consiste à combiner les avantages des techniques de contrôle actif et semi-actif. Grâce à une stratégie modale, cette nouvelle méthode permet de cibler le contrôle SSDI sur certains modes du système.

La miniaturisation des circuits logiques par intégration à très grande échelle est un des exemples les plus connus. Avec donc le développement de la microélectronique, la demande de transformateurs de tension miniaturisés est plus grande avec la multiplication des équipements portables (caméras, téléphone mobile, écran plat etc..). En plus de son avantage d'être intégré avec l'électronique qu'il alimente, le transformateur piézoélectrique présente plusieurs avantages, par rapport au transformateur conventionnel tels que: dimension très réduite, léger, sans champ magnétique (ce qui permet son utilisation dans les circuits électroniques amagnétiques), convient à la fabrication automatisée, degré élevé d'isolation et bas coût [4].

Ce travail a pour but de mettre à profit l'utilité des matériaux piézoélectriques souvent appelés matériaux intelligents, comme transformateur piézoélectrique et comme capteurs actionneurs pour être utilisés dans la technique de contrôle SSDI. On expose un modèle de transformateur piézoélectrique et nous présenterons l'analyse de ses caractéristiques électriques c'est-à-dire l'influence de la charge placée sur le secondaire du transformateur, sur la puissance de sortie et le rendement. La deuxième application des matériaux piézoélectriques consiste à appliquer la technique semi active modal SSDI-Max développées au LGEF, sur le contrôle des vibrations d'un modèle d'une plaque.

Ce manuscrit se compose de deux chapitres introductifs, suivi de trois chapitres séparés en deux parties.

- Le premier chapitre expose un rappel sur la théorie des phénomènes piézoélectriques. Un état de l'art de ces matériaux intelligents et leurs applications est présenté. La deuxième partie de ce chapitre d'introduction, se concentre sur les transformateurs piézoélectriques, état de l'art de ces transformateurs, leur principe de fonctionnement et quelques applications.
- Le deuxième chapitre présent l'état de l'art sur le contrôle de vibration, les différentes type de contrôle qui excite et enfin on donne brièvement un résumé sur les méthodes

non-linéaire développé au laboratoire de génie électrique et ferroélectrique LGEF pour le contrôle de vibration et la récupération d'énergie.

- Dans le troisième chapitre, on présente la modélisation des transformateurs piézoélectriques, version simplifiée du modèle établi par Mason, basé sur l'utilisation d'impédance électrique pour modéliser le comportement mécanique. Ensuite le comportement électrique de transformateur piézoélectrique est développé, comme application. On étudie les caractéristiques du transformateur piézoélectrique vibrant en mode radial.
- Le quatrième chapitre présente une amélioration du contrôle SSDI modal afin d'augmenter l'accroissement de la tension. La méthode proposée appelée SSDI-Max vise à maximiser l'amplitude de la tension à l'instant d'inversion tout en ciblant les modes choisis. Une analyse des performances de la technique d'amortissement SSDI-Max avec une structure d'une plaque. Elle s'appuie sur des simulations, faite sous environnement Matlab-Simulink, en utilisant un modèle réaliste d'une structure de la plaque préalablement identifiées.
- Le cinquième chapitre de ce mémoire est consacré à l'optimisation du transformateur piézoélectrique. La méthode développée SSDI-Max permettra de maximiser la tension secondaire du transformateur par conséquent sa puissance et son rendement.

On terminera la thèse par une conclusion et les perspectives.

CHAPITRE I :

ETAT DE L'ART SUR LES MATERIAUX ET LES TRANSFORMATEURS PIEZOELECTRIQUES

Etat de l'art sur les matériaux et les transformateurs piézoélectriques

Ce premier chapitre, introductif, rappelle tout d'abord certaines notions fondamentales de la piézoélectricité. Les deux effets piézoélectriques y sont décrits, puis les différentes formes des équations constitutives y sont exprimées. On définira ensuite la notion de couplage électromécanique, qui traduit la capacité d'un matériau piézoélectrique à convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique ou inversement. La deuxième partie de ce chapitre d'introduction, se concentre sur les transformateurs piézoélectriques, état de l'art de ces transformateurs, leur principe de fonctionnement et quelques applications.

I.1 La piézoélectricité

La piézoélectricité est un phénomène physique présent chez certains matériaux ayant une structure cristalline. Un matériau piézoélectrique est, par définition, capable de coupler les énergies élastiques et électriques. L'effet piézoélectrique existe sous deux formes détaillées ci-dessous : l'effet direct et l'effet inverse [1].

I.1.1 Effets piézoélectriques

La découverte de la piézoélectricité est attribuée à Pierre (1858-1906) et Jacques (1855-1941) Curie qui démontrèrent théoriquement et expérimentalement l'existence de l'effet piézoélectrique direct. Gabriel Lippmann suggère l'existence de l'effet inverse en 1881 par le biais de considérations théoriques, cet effet étant expérimentalement confirmé la même année par les frères Curie. Bien que les premières preuves tangibles de l'existence de ce phénomène ne remontent qu'à la fin du 19^{ème} siècle, les premières observations de l'effet direct remontent à l'abbé Hauy (1743-1822), minéralogiste français, en 1817.

D'un point de vue microscopique, la piézoélectricité tire son origine du non coïncidence des barycentres des charges positives et négatives chez certaines structures cristallines dites non centro-symétriques. L'application d'une contrainte induit une déformation de la maille conduisant à la création d'un champ électrique. Ce phénomène est appelé « effet direct ». Lorsque la maille cristalline est soumise à un champ électrique, elle se déforme et des contraintes apparaissent : c'est l'effet inverse.

L'existence de la piézoélectricité à l'échelle macroscopique provient donc de la structure cristalline des matériaux. Comme la montre la Figure I.1, on dénombre 32 classes cristallines dont 21 sont centro-symétriques. Parmi celles-ci, 20 sont piézoélectriques. Les matériaux ferroélectriques ont la particularité de pouvoir se polariser selon deux axes ou plus, chaque direction étant équiprobable. Par application d'un champ électrique, on peut faire basculer la polarisation d'un axe à un autre. C'est en fait ce phénomène qui est en grande partie responsable de leurs propriétés piézoélectriques: le basculement modifie localement la structure cristalline, et rend l'effet beaucoup plus important que chez les autres matériaux. Ceci explique que seuls les ferroélectriques sont utilisés dans les applications courantes.

L'application d'une force sur un élément piézoélectrique provoque l'apparition de charges sur les électrodes. Ces charges sont stockées dans la capacité propre de l'élément et donnent naissance à un champ électrique. C'est l'effet direct. De même l'application d'une tension

déforme le matériau piézoélectrique créant ainsi une force. C'est l'effet inverse. La Figure I.2 illustre les deux effets piézoélectriques [5].

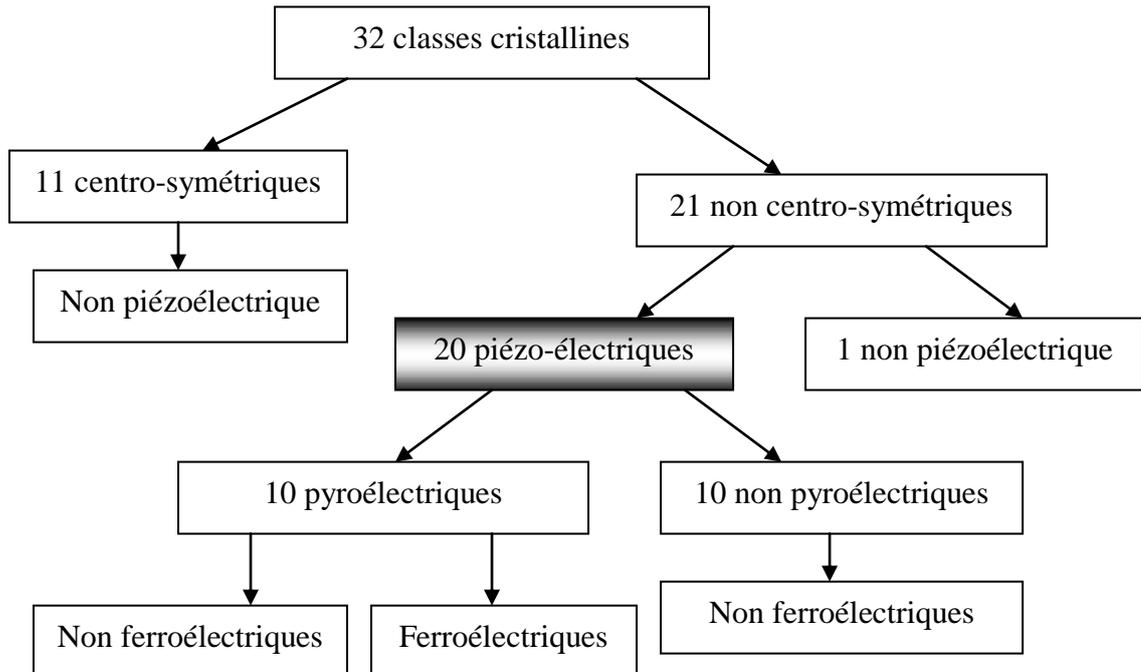


Figure I.1: Classes cristallines [6]

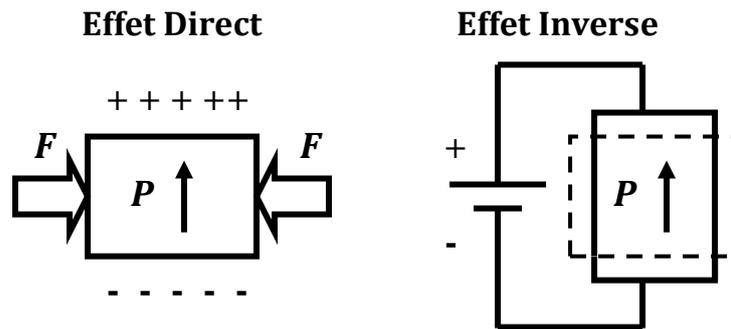


Figure I.2: L'effet piézoélectrique [5].

I.1.2 Equations fondamentales de la piézoélectricité

I.1.2.1 Equation

Les équations linéaires constitutives de la piézoélectricité, liant les grandeurs mécaniques aux grandeurs électriques, peuvent être exprimées de quatre façons différentes. Pour chaque couple d'équations (I.1) à (I.4), une grandeur mécanique (S ou T) et une grandeur électrique (D ou E) sont déterminées en fonction des grandeurs restantes. Chaque couple d'équations fait intervenir trois coefficients différents [7]:

- Un coefficient purement électrique (ε^t , ε^s , β^t ou β^s).
- Un coefficient purement mécanique (s^E , s^D , c^E ou c^D).
- Un coefficient mixte traduisant le couplage électromécanique (d , e , g ou h).

Les grandeurs et les coefficients utilisés, leurs noms, ainsi que leurs unités sont résumés dans le Tableau I.1. On précise que l'exposant t placé devant le coefficient indique une transposée de la matrice. Les exposants S , T , E , ou D situés après le coefficient indiquent qu'il a été déterminé à, déformation, contrainte, champ ou induction constants.

Nom	Symbole	Taille	Unité
Déformation	S	6 x 1	sans dimension (m/m)
Contrainte	T	6 x 1	N/m ²
Champ électrique	E	3 x 1	V/m
Induction électrique	D	3 x 1	C/m ²
Compliance ou souplesse élastique	S	6 x 6	m ² /N
Raideur ou constante élastique	C	6 x 6	N/m ²
Permittivité électrique	E	3 x 3	F/m
Imperméabilité diélectrique	B	3 x 3	m/F
Constantes piézoélectriques associées aux différentes formes des équations constitutives	D	3 x 6	C/N
	E	3 x 6	C/m ²
	G	3 x 6	m ² /C
	H	3 x 6	N/C

Tableau I.1: Noms, symboles, tailles et unités des grandeurs et constantes utilisées dans les différentes formes du couple d'équations constitutives de la piézoélectricité [7].

Les différentes constantes sont reliées entre elles par des équations, ce qui permet de passer d'une forme à l'autre sans difficulté.

$$\begin{cases} S = s^E T + d^t E \\ D = dT + \varepsilon^T E \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{cases} T = c^E S - e^t E \\ D = eS + \varepsilon^S E \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

$$\begin{cases} S = s^D T + g^t D \\ D = -gT + \beta^T D \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{cases} T = c^D S - h^t D \\ E = -hS + \beta^S D \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

I.1.2.2 Expressions tensorielles des coefficients

Ces coefficients ont des expressions tensorielles. Prenons l'exemple du couple d'équation (I.2), les coefficients c^E , e et ε^S sont définis par les matrices (I.5) à (I.7) [1]

$$c^E = \begin{pmatrix} c_{11}^E & c_{12}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{12}^E & c_{22}^E & c_{23}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{13}^E & c_{23}^E & c_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66}^E \end{pmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$e = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$\varepsilon^S = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Les conventions utilisées pour les axes d'un matériau piézoélectrique sont représentées sur la Figure I.3. Les indices 1, 2 et 3 sont les axes principaux. Par convention, l'axe 3 est l'axe de polarisation. Les indices 4, 5 et 6 représentent les rotations autour de l'axe 1, 2 et 3 respectivement.

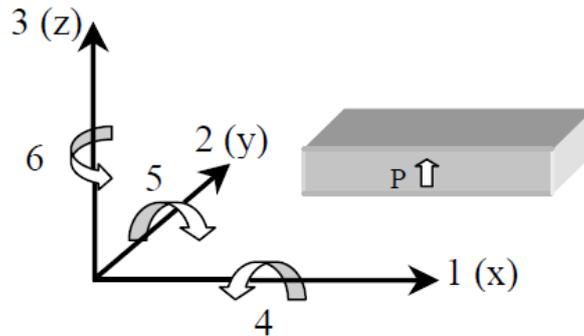


Figure I.3 : Axes conventionnels d'un matériau piézoélectrique [4].

I.1.3 Couplage électromécanique

I.1.3.1 Couplage intrinsèque

Le coefficient de couplage électromécanique défini, pour un mode vibratoire considéré, la capacité d'un matériau piézoélectrique à convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement. Il ne faut pas le confondre avec le rendement, qui lui peut être nettement supérieur à ce coefficient, il s'apparente plus à un facteur de puissance. La conversion électromécanique de l'énergie s'effectue de manière directe au sein de la céramique. Ce coefficient, calculé au court d'un cycle de travail, est défini, pour une conversion électromécanique, par le rapport des énergies suivant [4]:

$$k^2 = \frac{\text{Energie mécanique stockée}}{\text{Energie électrique fournie}} \quad (\text{I.8})$$

On distingue différents coefficients de couplage électromécanique (k_{33} , k_{31} , k_t , k_p), qui s'appliquent en fonction de la géométrie, de la position des électrodes et du mode vibratoire considéré. Le tableau I.2 donne la correspondance entre la géométrie et les coefficients de couplage piézoélectriques et mécaniques.

Mode de vibration	Echantillon	Dimensions	Couplage
Longitudinal		$e > D/3$	$k_t = \frac{e_{33}}{\sqrt{\epsilon_{33}^S c_{33}^D}}$
Latéral		$L \gg e$	$k_{31} = \frac{d_{31}}{\sqrt{\epsilon_{31}^T s_{31}^E}}$
Radial		$D > L/5$	$k_p = \frac{\sqrt{2}k_{31}}{\sqrt{1-\sigma^E}}$
Epaisseur		$D > L/5$	$k_{33} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\epsilon_{33}^T s_{33}^E}}$
Cisaillement		$L > 8e$	k_{15}

Tableau I.2: Modes de vibration et coefficients de couplage associés. L est la longueur de l'échantillon, e son épaisseur et D son diamètre s'il est de forme cylindrique [7].

I.1.3.2 Couplage effectif au voisinage de la résonance

La notion de couplage intrinsèque n'est valable qu'en statique ou en quasi-statique. Les conditions aux limites peuvent s'avérer compliquées à mettre en œuvre surtout les conditions aux limites mécaniques. La manière la plus commode de mesurer le couplage est basée sur l'analyse de l'impédance d'entrée du transducteur. Pour chaque type de couplage, les relations sont différentes : elles sont précisées par les expressions (I.9) à (I.11) respectivement pour le couplage latéral, le couplage longitudinal (et en épaisseur) et enfin le couplage planaire. Dans ces expressions, f_r est la fréquence de résonance série et f_a la fréquence d'antirésonance [1].

$$\frac{k_{31}^2}{1-k_{31}^2} = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (\text{I.9})$$

$$k_{33}^2 = k_t^2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_a - f_r}{f_a}\right) \quad (\text{I.10})$$

$$k_p^2 = 2.51 \frac{f_a - f_r}{f_a} - \left(\frac{f_a - f_r}{f_a}\right)^2 \quad (\text{I.11})$$

En pratique, le couplage est déterminé à partir de la fréquence de résonance série f_s et de la fréquence de résonance parallèle f_p de l'impédance électrique du transducteur à partir de la relation (I.12).

$$k^2 = \frac{f_p^2 - f_s^2}{f_p^2} \quad (\text{I.12})$$

Nous utiliserons aussi (I.13) pour calculer les couplages effectifs des systèmes que nous allons étudier. f_{cc} est la fréquence de résonance mécanique de l'échantillon lorsque les électrodes sont court-circuitées. f_{co} est la fréquence de résonance mécanique de l'échantillon lorsque les électrodes sont en circuit ouvert [1].

$$k^2 = \frac{f_{co}^2 - f_{cc}^2}{f_{co}^2} \quad (\text{I.13})$$

I.1.4 Matériaux piézoélectriques

I.1.4.1 Les avantages des éléments piézoélectriques

L'utilisation de matériaux piézoélectriques présente divers avantages [2].

Ces matériaux sont capables d'assurer une conversion d'énergie électrique en énergie mécanique : l'application d'une contrainte sur un matériau piézoélectrique entraîne l'apparition d'une tension entre les électrodes. Ce phénomène est réversible ce qui permet

d'utiliser les éléments piézoélectriques indifféremment comme actionneur ou capteur ou même de cumuler les deux fonctions.

Les matériaux piézoélectriques proposent un large panel de caractéristiques électromécaniques dépendant de leur constitution chimique. Leur compacité, leur bande passante et leurs performances sans cesse croissantes en font des éléments de choix pour le contrôle de vibration de structures souples. Il en existe plusieurs types offrant des avantages différents. Par exemple, les piézocéramiques offrent une grande rigidité structurelle ce qui leur donne un grand pouvoir actif tandis que la souplesse des films piézoélectriques leur donne une grande sensibilité [2]. Par ailleurs, ces matériaux peuvent interagir sur des fréquences allant de l'Hertz à plusieurs mégahertz les rendant utiles pour une large gamme d'applications. De plus, étant donné le poids relativement faible des matériaux piézoélectriques, une grande quantité de ces éléments peut être utilisée sans augmenter de façon significative le poids de la structure.

I.1.4.2 Les classes principales de matériaux piézoélectriques

Il existe quatre classes principales de matériaux piézoélectriques : les cristaux qui possèdent une piézoélectricité naturelle, les céramiques, les polymères et les composites qui doivent être polarisés [2].

Les cristaux: Le cristal piézoélectrique le plus connu est le quartz mais ses propriétés en termes de performance sont peu attrayantes pour les applications en vibration. D'autres matériaux, tel que le niobate de lithium (LiNbO_3) ou le tantalate de lithium (LiTaO_3) affichent des valeurs de coefficient de couplage plus élevées mais le coût élevé et la fragilité de ces cristaux explique qu'on ne les retrouve que très peu dans les produits actuels [2].

Les céramiques: Les premiers matériaux piézoélectriques de synthèse à base de Titanate de Barium apparaissent après 1945. Zirconium Titanate de Plomb (PZT), élaborés dès 1945 se répandent très rapidement car leurs caractéristiques supplantent de loin celles de tous les autres matériaux piézoélectriques. Ils sont utilisés en contrôle actif de structure en tant qu'actionneurs et capteurs ils peuvent intervenir dans la composition de matériaux composites actifs [5].

Les polymères: Certains polymères tels que le PVDF (PolyVynilDiFluorure) et des copolymères tels que le PVDF-TrFE peuvent acquérir des propriétés piézoélectriques. Ils possèdent une épaisseur pouvant être très faible et une grande flexibilité qui les rend

adaptables à des surfaces non planes. Ils ont été éprouvés et sont utilisés dans diverses applications. Ils sont efficaces en tant que capteurs, grâce notamment à leur faible hystérésis. Cependant leur faible coefficient de couplage électromécanique les pénalise en temps qu'actionneurs. Ils présentent de plus des pertes diélectriques élevées [2].

Les composites: Ce sont des céramiques massives. Ces matériaux, d'abord développés pour des applications sonar, ont fait leur apparition au début des années 80 et représentent l'avancée majeure dans le domaine des matériaux piézo-électriques, depuis l'apparition des PZT dans les années 60 [5].

I.2 Transformateurs piézoélectriques : État de l'art

L'émergence des transformateurs piézo-électriques coïncident avec le développement dans les années 1950 des céramiques ferroélectriques appartenant à la famille cristalline des pérovskites qui n'ont cessé de s'améliorer depuis. Outre la compacité dont bénéficient ces structures, les transformateurs piézo-électriques offrent des performances remarquables en termes de gain en tension et rendement utiles pour des applications nécessitant une adaptation de tension ou une isolation galvanique, parfaitement dédiées aux applications de faibles puissances à haut rendement. L'objet de ce chapitre se concentre sur les transformateurs piézoélectriques, état de l'art de ces transformateurs, leur principe de fonctionnement, quelques applications.

I.2.1 Etat de l'art des transformateurs piézoélectriques

Le premier brevet [8] concernant les transformateurs piézoélectriques a été déposé en 1931. A cette époque, l'électronique n'était pas à un stade aussi avancé qu'aujourd'hui et les circuits électroniques d'alimentation étaient chers et encombrants. Avec les travaux de Rosen et son équipe [9] en 1957 et le développement des céramiques à base de titanate de baryum, les transformateurs piézoélectriques trouvèrent leurs premières applications en tant que filtres passe-bande et alimentation haute tension.

L'alimentation et la conversion énergétique de la plupart des systèmes électroniques emploient des transformateurs magnétiques conventionnels. Ces composants sont relativement lourds, encombrants et assez chers. De plus, la tendance actuelle à la miniaturisation impose des fréquences de découplage de plus en plus importantes conduisant

à des problèmes d'émissions électromagnétiques pouvant perturber les systèmes. Afin de pouvoir continuer dans la voie de la miniaturisation, il a fallu développer de nouvelles technologies. Les transformateurs piézoélectriques ont des puissances volumiques plus importantes et génèrent moins de bruit électromagnétique. Ces qualités en font les candidats idéaux à la miniaturisation [1]. Dans ce chapitre, nous représenterons la structure de transformateur piézoélectrique en mode radial, nous donnerons le modèle équivalent qui nous permet d'obtenir les caractéristiques de fonctionnement.

I.2.3 Les avantages et les inconvénients des transformateurs piézoélectriques

Les transformateurs piézoélectriques ont de nombreux avantages par rapport à leurs homologues magnétiques [1]:

- Des densités de puissance plus importantes.
- Des rendements supérieurs pour les densités de puissance équivalentes.
- L'absence d'enroulement facilite la construction et limite les risques de court-circuit.
- Certaines structures jouissent d'isolation galvanique naturelle, sinon cette propriété est relativement facile à obtenir.
- Peu d'émission électromagnétique.

Les transformateurs piézoélectriques présentent toutefois quelques inconvénients par rapport aux transformateurs électromagnétiques. On peut notamment citer la forte dépendance des comportements électriques et mécaniques vis-à-vis de la résistance de charge connectée au secondaire, celle-ci influe fortement sur la puissance transférée par le transformateur, sur le rendement de ce transfert ainsi que sur le rapport de transformation. Ceci impose la mise en œuvre d'électronique complexe permettant de régler la tension ou la puissance par exemple.

I.2.4 Principe d'un transformateur piézoélectrique

Le fonctionnement d'un transformateur piézoélectrique est basé sur une double conversion électromécanique (effet piézoélectrique inverse) puis mécano-électrique (effet piézoélectrique direct) de l'énergie [10]. Pour cela, un transformateur piézoélectrique est formé d'une céramique piézoélectrique sur laquelle sont déposés deux jeux de deux électrodes primaires et secondaires. Si l'on impose une tension alternative au niveau des électrodes primaires, on génère une vibration alternative de la céramique qui induit à son tour une tension alternative entre les électrodes secondaires. Le rapport de transformation est alors fonction du type de polarisation de la céramique et des dimensions géométriques caractéristiques des primaires et

des secondaires. Dans la mesure où le fonctionnement est basé sur la mise en vibration d'une céramique piézoélectrique le rapport de transformation et les performances du transformateur ne sont vraiment intéressants qu'au voisinage de la résonance mécanique de la structure.

I.2.5 Transformateur piézoélectrique: structure et classification

Un élément piézoélectrique peut fonctionner soit en mode longitudinal ou en mode transversal (Figure I.4). Quand un élément piézoélectrique fonctionne en mode longitudinal, comme illustré dans la Figure I.4.a, à l'une de ses fréquences de fonctionnement correspondant liés à la longueur d'onde dans la direction des contraintes de fonctionnement (T), la direction de T est parallèle à la direction de polarisation (P) [11].

Figure I.4.b décrit le fonctionnement de l'élément piézoélectrique en mode transversal avec une des fréquences de fonctionnement correspondant liés à la longueur d'onde dans la direction des contraintes T, la direction de la contrainte T est perpendiculaire à la direction de polarisation P [12].

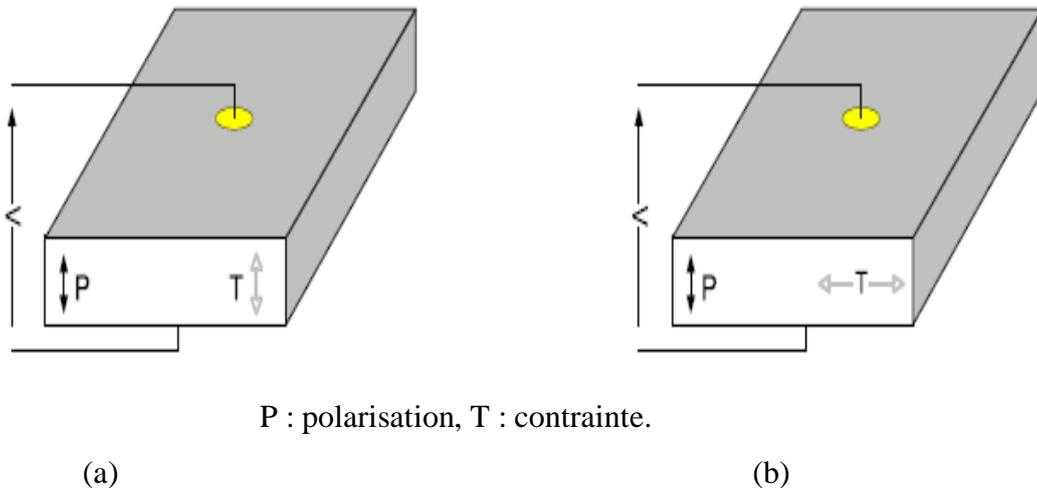


Figure I.4: Mode de vibration de l'élément piézoélectrique : (a) Mode de vibration longitudinal. (b) Mode de vibration transversal [11].

Le transformateur piézoélectrique le plus simple est composé d'une combinaison d'un élément piézoélectrique comme entrée (côté primaire) et un autre comme une sortie (côté secondaire), correspondant à deux modes de vibration typiques de l'élément piézoélectrique mentionnés ci-dessous. Il y a plusieurs types de transformateur piézoélectrique: transformateur piézoélectrique de type Rosen, transformateur piézoélectrique en mode transversal, transformateur piézoélectrique en mode épaisseur et transformateur piézoélectrique en mode Radial. Ils sont présentés dans les sections suivantes.

I.2.5.1 Transformateur piézoélectrique de type Rosen

Le transformateur piézoélectrique de type Rosen est représenté dans la figure I.5. Le primaire est polarisé suivant l'épaisseur et le secondaire suivant la longueur. D'un point de vue mécanique, cette structure fonctionne suivant la résonance liée à la longueur du transformateur. Le primaire exploite le couplage transversal et la conversion mécano-électrique du secondaire se fait par le biais du couplage longitudinal. Les caractéristiques géométriques définissant les capacités primaires et secondaires sont donc très différentes. La capacité primaire est grande (quelques nF à quelques dizaines de nF) tandis que celle du secondaire est très petite (quelques dizaines à quelques centaines de pF). Ceci confère à cette structure un fort pouvoir élévateur et c'est principalement pour cela qu'elle est utilisée.

Les transformateurs Rosen ont deux inconvénients majeurs : d'une part, ils ne bénéficient pas d'isolation galvanique naturelle et étant donnée la géométrie, il n'est pas évident de leur en donner. D'autre part, cette structure nécessite deux cycles de polarisation distincts puisque la direction de polarisation n'est pas la même pour le primaire et le secondaire. Des contraintes mécaniques résiduelles apparaissent à l'interface entre les deux parties induisant une fragilité excessive [12]. Le transformateur piézoélectrique de type Rosen est également considérée comme une HVPT (High Voltage Piezoelectric Transformer). En raison de son gain en tension élevé [13, 14]. Ce type de transformateur piézoélectrique est compatible avec une haute impédance de charge d'entrée et ses applications sont actuellement en électronique de ballast pour CCFL (Cold Cathode Fluorescent Lamp) [13, 15, 16, 17] et la source de haute tension [14].

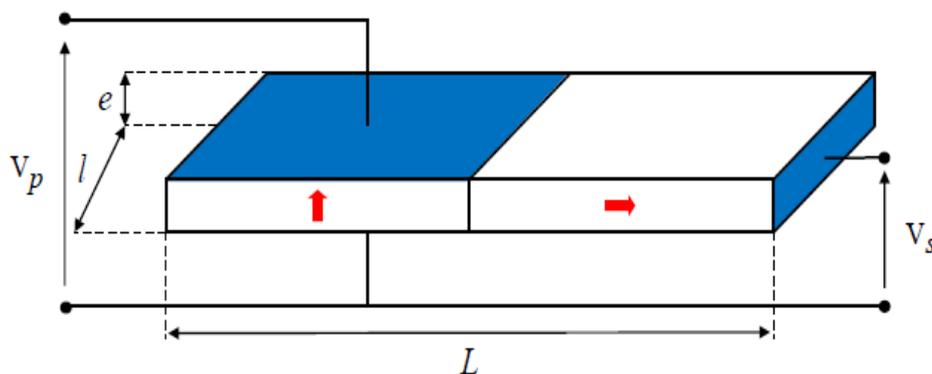


Figure I.5: Transformateur piézoélectrique de type Rosen [18].

I.2.5.2 Transformateur en mode transversal

Cette structure d'une simplicité de conception remarquable est composée d'un primaire et d'un secondaire polarisé en épaisseur mettant à profit le même mode de couplage piézoélectrique transversal qui correspond à une vibration de l'architecture selon sa dimension principale (Figure I.6). Ces transformateurs offrent de faibles gains en tension compte tenu des symétries proposées tant sur la géométrie que sur les modes sollicités. La fréquence de résonance de ce type d'architecture est inversement proportionnelle à la longueur L et dépend du mode considérée. D'un point de vue applicatif, en raison d'une isolation galvanique naturelle due à la présence de quatre pôles électriques distincts, ce type de transformateur est généralement employé comme transformateur d'isolation [18].

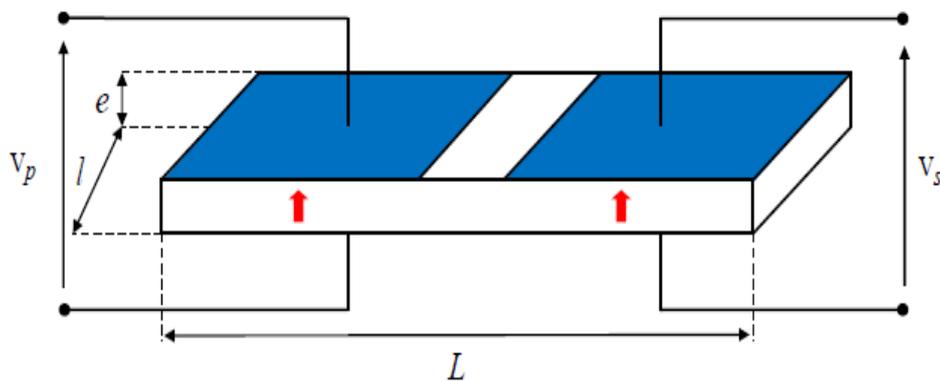


Figure I.6: Transformateur piézoélectrique à mode transversal [18].

I.2.5.3 Transformateur piézoélectrique en mode épaisseur

Le transformateur piézoélectrique en mode épaisseur illustré à la figure I.7, est une combinaison de deux éléments: un actionneur piézoélectrique en mode longitudinal au primaire, et un capteur piézoélectrique en mode longitudinal au secondaire. Le primaire et le secondaire sont séparés avec une couche diélectrique pour assurer l'isolation.

Avec la tension appliquée V_p sur le primaire, c'est-à-dire, sur l'actionneur piézoélectrique, le matériau devient polarisé dans la direction parallèle à celle de l'épaisseur du matériau.

Avec la transmission des vibrations du côté primaire au secondaire le capteur piézoélectrique induit une charge électrique afin de générer la tension de sortie V_s .

Les transformateurs piézoélectriques en mode épaisseur, sont utilisés comme abaisseur de tension [13] et leur fréquence de résonance est de quelque mégahertz. Le gain de ce transformateur est proportionnel au rapport des épaisseurs des couches primaire et secondaire, et ne peut pas être sensiblement augmenté par la modification de la forme géométrique. Ses applications actuelles

incluent les applications de convertisseurs et adaptateurs de puissance d'AC/AC [19]. Les inconvénients du transformateur piézoélectrique en mode épaisseur est d'avoir une forte capacité inter électrode au secondaire (grande surface, faible épaisseur). Cela a pour effet de diminuer le coefficient de couplage électromécanique et d'augmenter les pertes [4].

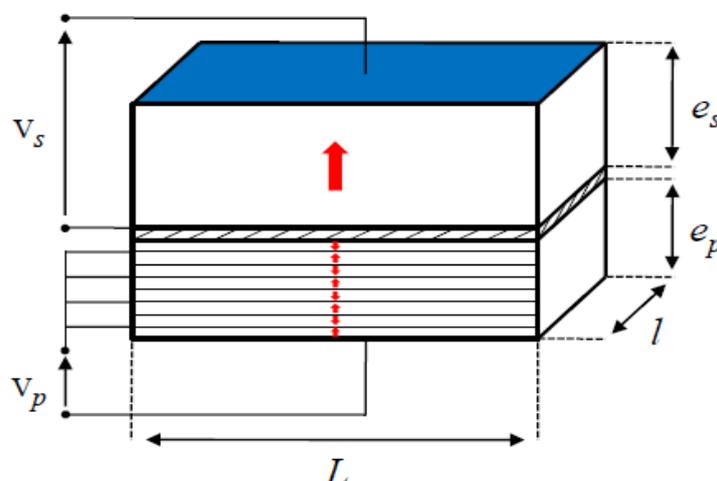


Figure I.7: Transformateur piézoélectrique en mode épaisseur [18].

I.2.5.4 Transformateur piézoélectrique en mode radial

Les transformateurs sollicitant un mode radial sont façonnés dans des céramiques de forme cylindrique de hauteur plus faible que le rayon et polarisées selon leur épaisseur. Une première architecture illustrée par la Figure I.8 est constituée d'un seul disque sur lequel ont été apposées des électrodes concentriques. De nature comparable aux transformateurs à mode transversal, ils tirent parti du même mode électromécanique planaire au primaire et au secondaire équivalent à une vibration de l'architecture selon son rayon [18].

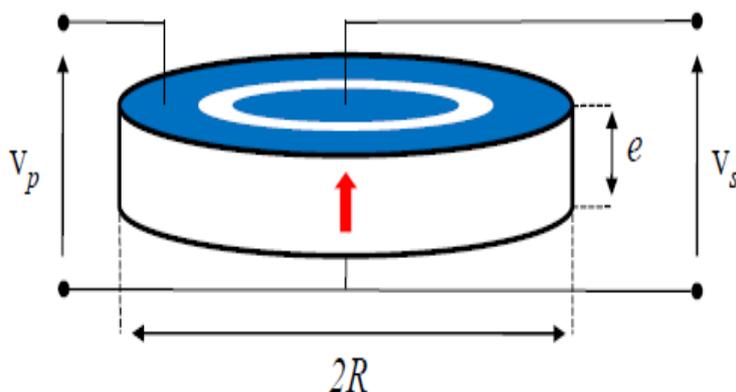


Figure I.8: Transformateur piézoélectrique à mode radial – Structure monocouche [18].

Une deuxième architecture de transformateur piézoélectrique est illustrée dans la Figure I.9. Cette structure de transformateur repose sur un principe de fonctionnement simple basée sur un empilement de céramiques discoïdales. Le primaire et le secondaire, séparé par un isolant rigide (la rigidité de l'isolant assure un meilleur couplage entre primaire et secondaire permettant de limiter les pertes), peuvent être constitués d'une ou plusieurs couches polarisées alternativement suivant l'épaisseur. Ces transformateurs ont une gamme de fréquences de résonance s'échelonnant entre 50 et 250 kHz pour des densités de puissances excédant très souvent $40\text{W}/\text{cm}^3$ [18]. Actuellement le transformateur piézoélectrique en mode de vibration radial est utilisé dans un ballast électronique pour LED (Light Emitting Diode) [20], convertisseurs de puissance et adaptateurs [21].

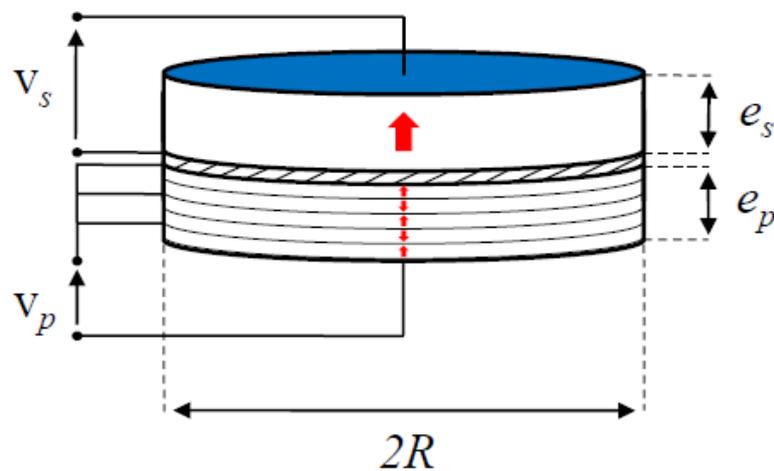


Figure I.9: Transformateur piézoélectrique à mode radial – Structure multicouche [18].

Dans les transformateurs piézoélectrique en mode radial, la fréquence fondamentale de vibration est inversement proportionnelle au rayon et directement proportionnel à la vitesse d'onde de propagation. Comme montré dans cette relation [22]:

$$f_r = \frac{N_r}{D} \quad (\text{I.14})$$

Ce transformateur piézoélectrique peut être utilisé dans des applications telles que: les convertisseurs DC / DC, les adaptateurs.

I.2.5.5 Autres structures

La littérature fait état de bien d'autres architectures de transformateurs piézoélectriques mettant à profit des modes de vibration quelque peu atypiques [23].

Un premier exemple qui peut être évoqué est la structure exploitant un mode de cisaillement. Sur la figure I.10 est représentée une structure rectangulaire sur laquelle a été apposée une fine électrode centrale servant à l'alimentation du transformateur, séparée des deux électrodes du secondaire par des rainures isolantes. La polarisation est dirigée selon la largeur et l'application d'un champ électrique perpendiculaire à cette dernière occasionne, comme l'exige le couplage en cisaillement, une déformation de la structure parallèle à la direction de polarisation ([24]-[25] et [26]).

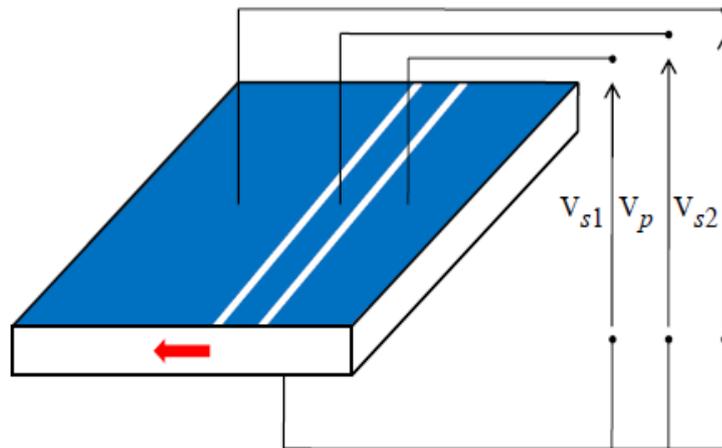


Figure I.10: Structure à mode de cisaillement [18].

Une autre architecture originale, illustrée par la figure I.11, consiste en l'apposition sur une céramique discoïdale d'électrodes au primaire et au secondaire en forme respectivement de croissant de lune et d'ellipse. Le primaire bénéficie d'une polarisation dirigée selon l'épaisseur tandis que le secondaire voit sa polarisation orientée selon le rayon d'un cercle dont le centre est situé sur le bord de la céramique piézoélectrique [27] et [28].

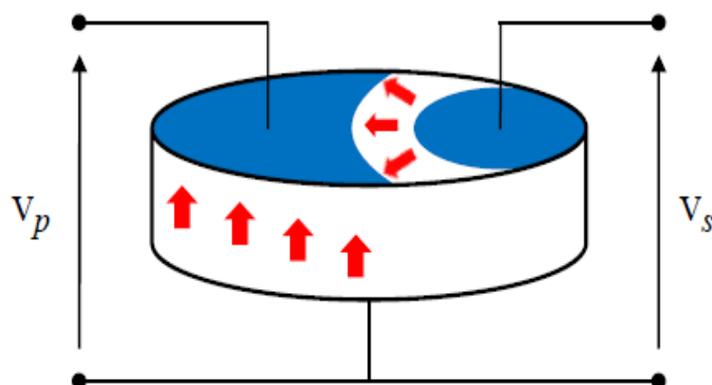


Figure I.11: Structure discoïdale à électrode en forme de croissant [18].

I.2.6 Principales applications

D'une manière générale, les champs d'applications d'une technologie liée à la conversion d'énergie sont définis par les gammes de puissances accessibles. Etant donnée la compacité des transformateurs piézoélectriques, les gammes de puissances actuellement accessibles n'excèdent pas quelques dizaines de Watts malgré des puissances volumiques importantes. Les champs d'application sont donc limités aux applications de très faibles à faibles puissances : les transformateurs sont utilisés dans des applications embarquées ou des applications qui ne nécessitent pas de grandes puissances telles que les chargeurs de téléphones ou l'alimentation des rétro-éclairages des ordinateurs portables. La figure I.12 [29] montre l'évolution des géométries et des densités de puissances des transformateurs piézoélectriques durant les années 90.

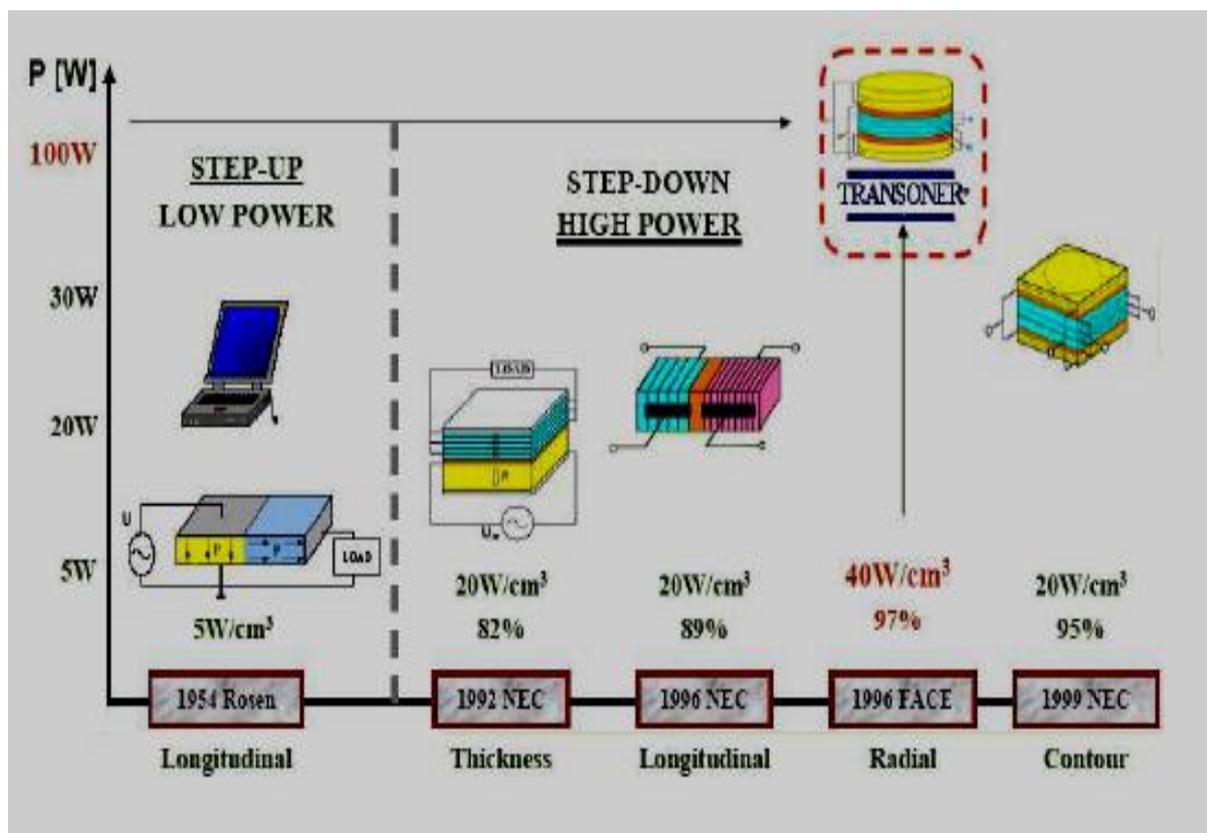


Figure I.12: Evolution des géométries et des densités de puissances des transformateurs piézoélectriques pendant les années 90 [29].

Aujourd'hui, les transformateurs piézoélectriques ont trouvé leur place dans les applications de faible puissance telles que l'alimentation des CCFL (Cold Cathode Fluorescent Lamp ou Lampe à Cathode Froide). De manière générale, les transformateurs piézoélectriques sont divisés en deux catégories: ils peuvent être utilisés à la résonance ou hors-résonance.

- **Emploi à la résonance:** L'étude des caractéristiques électriques du transformateur piézoélectrique au voisinage d'une de ses résonances mécaniques, plusieurs avantages, en particulier la possibilité de promouvoir un fort gain en tension et d'opérer une conversion de l'énergie électrique avec un excellent rendement. Cependant, ce fonctionnement à la résonance n'est effectif que sur une étroite plage de fréquence, en raison des forts facteurs de qualité mécanique des matériaux dont sont constitués les transformateurs. En outre, le niveau de charge auquel est soumis ce dernier influence grandement les performances électriques et une dérive de la fréquence de résonance est souvent à déplorer, s'ajoutant potentiellement aux dérives fréquentielles liées aux variations de température. Pour pallier ce problème, le transformateur piézoélectrique lors de son utilisation est généralement asservi en fréquence ou en phase [18].
- **Emploi hors résonance:** Le transformateur piézoélectrique utilisé hors résonance est caractérisé par un comportement linéaire et hautement précis sur une large plage de fréquence éloignée des fréquences de résonance mécanique de l'architecture. De ce fait, les applications peuvent tirer parti de la linéarité supposée entre les grandeurs d'entrée et de sortie et ce, en dépit d'un rendement souvent médiocre sur la plage de fréquence considérée. Il bénéficie de surcroît d'un gain en tension fréquemment peu variable et généralement de faibles valeurs. Il est alors judicieux de songer à allier le caractère abaisseur de tension, la précision et la linéarité du transformateur utilisé hors résonance pour des applications ayant trait à l'instrumentation ou la métrologie comme la mesure en alternatif de hautes tensions et de forts courants, ou encore l'adaptation d'impédance.

Utilisés hors résonance avec un rapport de transformation inférieur à 1, ils permettent de faire des mesures de haute tension ou de fort courant en alternatif mais avec toutefois une bande passante limitée. Autour de la résonance, leur rapport de transformation peut bien être inférieur que supérieur à 1. Ils sont alors intégrés dans des convertisseurs AC/DC ou DC/DC (gain inférieur à 1, transformateur à fort densité de puissance volumique) ou dans l'alimentation du rétro-éclairage des écrans LCD (gain supérieur à 1, transformateurs à faible densité volumique) [1].

I.2.6.1 Alimentation des lampes fluorescentes

Les lampes fluorescentes à cathode froide sont communément employées comme source de lumière pour le rétro éclairage des écrans LCD utilisées pour les ordinateurs portables ou tout

autre appareil électronique portatif les nécessitant. Ces lampes requièrent une forte tension alternative, l'oscillation favorisant au mieux la conversion électro-optique de l'énergie, aussi bien pour l'allumage que durant leur fonctionnement en régime établi. A priori, la fonction d'élévation en tension que doit présenter l'alimentation peut indifféremment être réalisée par un transformateur magnétique conventionnel ou un transformateur piézoélectrique [18].

Pour ce type d'application, il est nécessaire d'utiliser des ballasts car la tension nécessaire au démarrage de la lampe est sensiblement différente de celle nécessaire en régime permanent. Ces ballasts sont généralement constitués d'un réseau résonant, composé d'une inductance et d'une capacité. Les transformateurs peuvent, par nature, remplacer avantageusement ces réseaux en réduisant l'encombrement et le prix de ces éléments avec des performances égales sinon supérieures. La figure I.13 montre la manière de remplacer le ballast dans la chaîne allant de l'alimentation à la lampe [30].

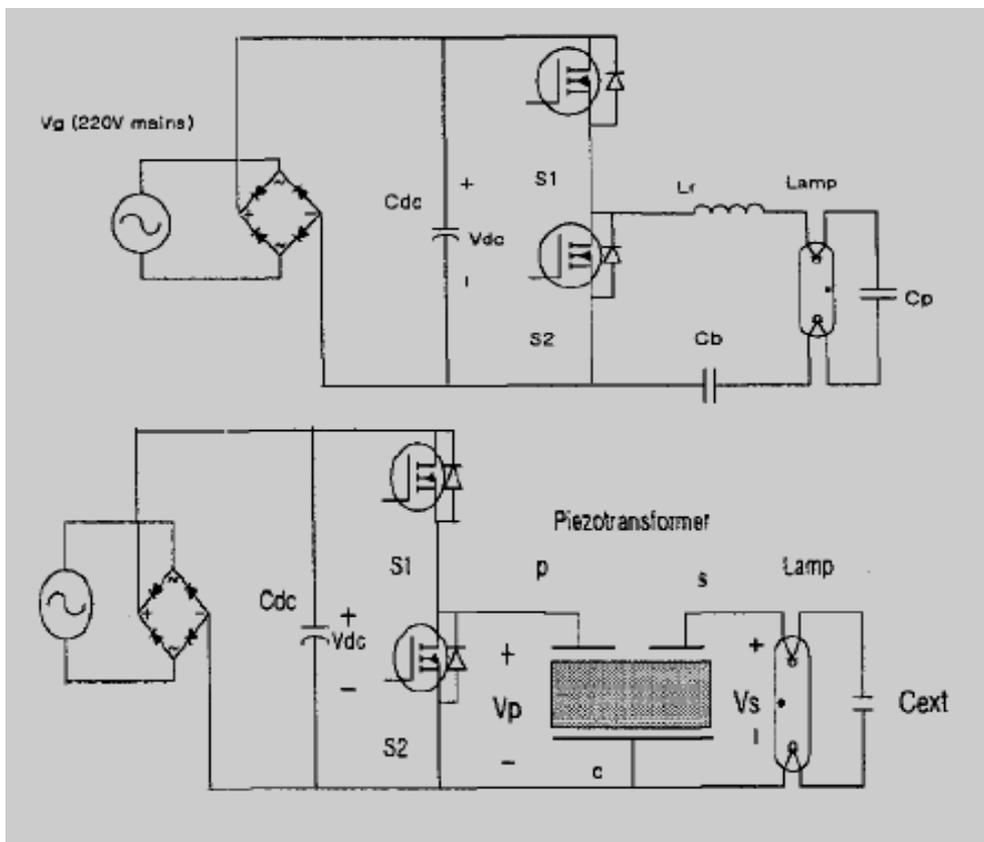


Figure I.13: Remplacement d'un ballast traditionnel utilisant un circuit résonant LC (figure du haut) par un transformateur piézoélectrique (figure du bas) [30].

Des travaux [30, 31] portent plus particulièrement sur le dimensionnement du transformateur permettant de remplacer le ballast. Ils aboutissent à des transformateurs pouvant transférer

entre 18 et 32 Watt avec des rendements allant de 70 à 85%. D'autres travaux [32] ont aussi porté sur la gestion de la commande des transformateurs : des systèmes plus élaborés que les méthodes traditionnelles (décrites plus loin), comprenant notamment un microcontrôleur gérant un correcteur de facteur de puissance ainsi que la fréquence de travail du transformateur.

I.2.6.2 Intégration dans les convertisseurs statiques

L'emploi des transformateurs piézoélectriques dans les convertisseurs statiques constitue également une application incontournable. En effet, la démocratisation des équipements électroniques portatifs a suscité un besoin considérable en termes de miniaturisation de leur alimentation. Il est intéressant d'évoquer quelques exemples de convertisseurs utilisant ce type de transformateur, et les applications auxquelles ils sont associés.

Tout d'abord, il est possible de citer l'article [33] dans lequel une miniaturisation d'un convertisseur AC/DC dédiée aux chargeurs de batteries de téléphones portables est présentée. Le convertisseur d'une puissance de 10W réalise le redressement d'une tension alternative de 115V en une tension continue de 12 V. Le transformateur piézoélectrique utilisé est constitué d'un empilement de deux anneaux séparés par une couche isolante. Chaque anneau est polarisé selon son épaisseur et le facteur de forme observé suggère la sollicitation par le transformateur d'un mode en épaisseur. La fréquence de fonctionnement du transformateur se situe autour de 400 kHz afin d'éviter les modes parasites. A cette fréquence, une puissance de 15W en sortie du transformateur a été observée pour un rendement supérieur à 98 %.

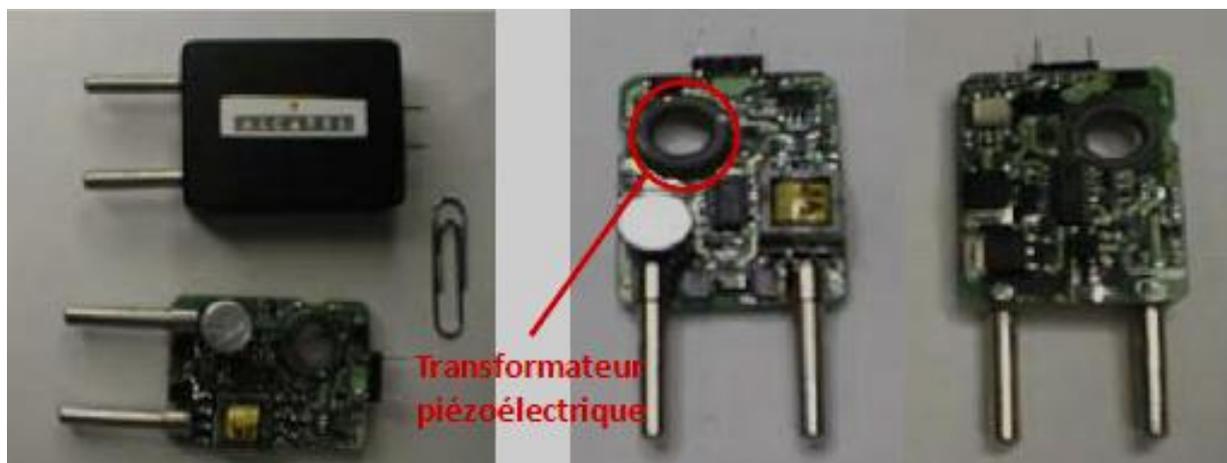
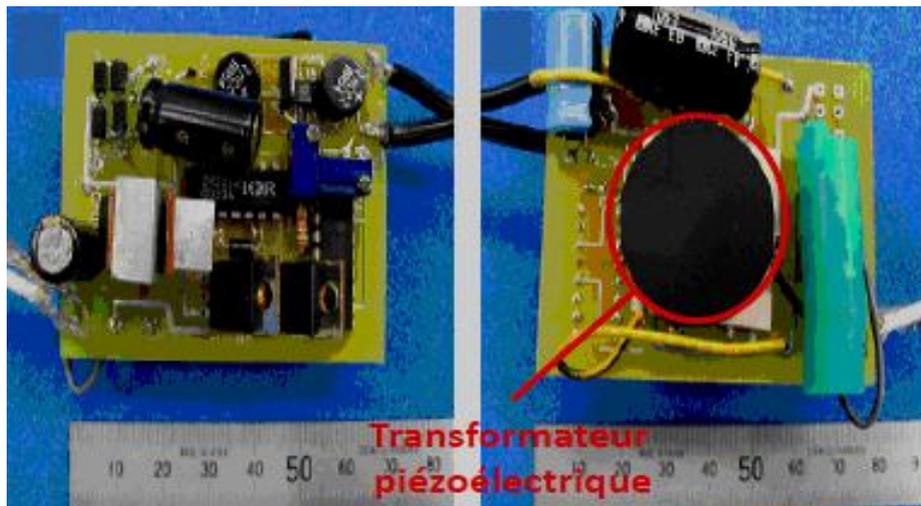


Figure I.14 : Convertisseur AC/DC intégrant un transformateur piézoélectrique dédié aux chargeurs de batteries de téléphones portables [33].

Une autre application, proposée dans [34], est l'emploi d'un transformateur piézoélectrique pour réduire la taille d'un adaptateur secteur AC/DC pour ordinateur portable d'une puissance de 30W utilisant initialement la technologie magnétique. Si l'application semble somme toute classique, c'est l'emploi d'une géométrie particulière de transformateur qui rend ce dernier si remarquable. En effet, le transformateur employé est semblable à celui donné par la figure I.14 à ceci près que les électrodes constituant le primaire et le secondaire sont inversées. Ils sont par ailleurs feuilletés, chaque couche étant polarisée alternativement selon l'épaisseur.



(a) Adaptateur secteur Toshiba utilisant la technologie magnétique.

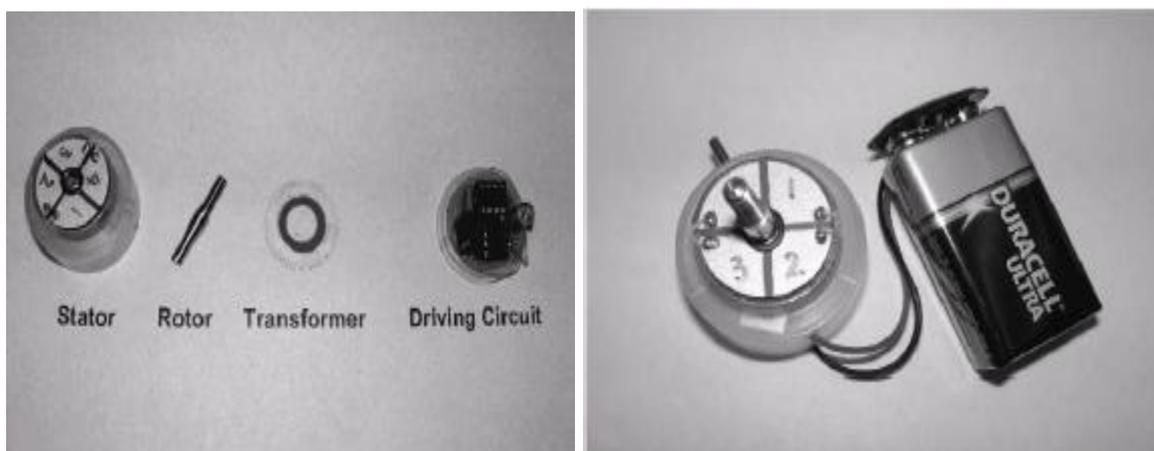


(b) Adaptateur secteur intégrant un transformateur piézoélectrique.

Figure I.15: Comparaison de l'adaptateur secteur Toshiba et de son évolution incluant le transformateur piézoélectrique [18].

I.2.6.3 Alimentation des moteurs piézoélectriques

Pour donner naissance à une onde progressive permettant la mise en mouvement de son rotor, un moteur à ultrasons, constitué de céramiques piézoélectriques, nécessite de fortes tensions alternatives d'un ordre de grandeur avoisinant la centaine de volts. Afin d'obtenir ces niveaux de tension à partir d'une source continue, le schéma synoptique de l'alimentation d'un tel moteur se compose traditionnellement de trois éléments : une batterie, un onduleur et un transformateur élévateur de tension. Habituellement, la fonction élévatrice est réalisée par un transformateur magnétique conventionnel et ce, en dépit de ses nombreux défauts tels que sa taille, sa masse, son faible rendement ou encore sa forte émissivité électromagnétique. L'emploi du transformateur piézoélectrique pour assurer l'élévation en tension avait jusqu'alors été écarté en raison de ses performances remarquables seulement accessibles au voisinage de la résonance. Nonobstant, si le dimensionnement du transformateur piézoélectrique est opéré afin de caler une de ses fréquences de résonance avec celle du moteur à ultrasons, une miniaturisation du dispositif et une amélioration significative du rendement de l'ensemble peuvent être constatées. L'exemple d'un tel dispositif est proposé dans [35] où un transformateur piézoélectrique discoïdal, de géométrie identique à la structure présentée sur la figure I.6.



(a) Eléments constitutifs

(b) Intégration

Figure I.16: Eléments constitutifs et intégration d'un moteur à ultrasons alimenté via un transformateur piézoélectrique discoïdal [35].

I.2.6.4 Autres applications

D'autres applications, plutôt liées à la mesure et à l'intégration, ont été envisagées. Vasic et al [36, 37] utilisant de petits transformateurs pour commander des IGBT. Exploitant le couplage longitudinal, ils fonctionnent à une fréquence très supérieure à la fréquence de commutation des IGBT et permettent de passer l'énergie nécessaire à la démodulation des signaux de commande. Dans cette application, le transformateur remplace avantageusement l'optocoupleur réalisant habituellement ce type d'isolation, puisqu'il communique à la fois le signal et l'énergie de commande tout en assurant l'isolation galvanique.

A. Vasquez Carazo et al [38] ont considéré une application originale des transformateurs piézoélectriques : leur utilisation dans des sondes haute tension. Dans ce type d'application, le transformateur est utilisé hors résonance limitant la bande passante à quelques kilohertz. De plus, étant donné la forte impédance de sortie, l'interfaçage avec les appareils de mesure peut s'avérer difficile à réaliser. Enfin, la forte dépendance des propriétés des matériaux piézoélectriques aux conditions extérieures fait que cet appareil de mesure se révèle finalement assez imprécis en l'état. Ce n'est pas le meilleur exemple d'application des transformateurs piézoélectriques mais il témoigne de l'effort fait pour élargir les champs d'applications.

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait une présentation très générale permettant de définir les principales grandeurs piézoélectriques. On a ensuite présenté l'état de l'art des transformateurs piézoélectriques, leur principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de ces transformateurs, leur principale structure et enfin on termine par quelques applications des transformateurs piézoélectriques.

CHAPITRE II :

ETAT DE L'ART SUR LE CONTROLE DE VIBRATION ET LES METHODES NON LINEAIRES

Etat de l'art sur le contrôle de vibration et les méthodes non-linéaires

Dans de nombreuses applications industrielles ou de défense, les vibrations constituent un enjeu scientifique et technologique majeur. Les objectifs recherchés par l'amortissement des vibrations revêtent différents aspects, tels que l'amélioration du confort en acoustique comme en mécanique, la stabilité de structures de plus en plus légères ou l'augmentation de la durée de vie des matériaux. Un des enjeux actuels dans le domaine des systèmes embarqués est de réduire les vibrations le plus efficacement possibles tout en limitant la masse et le volume du système de contrôle. Afin d'atteindre cet objectif, il est nécessaire d'utiliser des méthodes performantes tout en diminuant voire supprimant l'énergie nécessaire au contrôle de ces vibrations. Dans ce chapitre on présente l'état de l'art sur le contrôle de vibration, les différents type de contrôle qui excite et enfin comme deuxième partie de ce chapitre on donne brièvement un résumé sur les méthodes non-linéaire développé au laboratoire de génie électrique et ferroélectrique LGEF pour le contrôle de vibration et la récupération d'énergie.

II.1 Le contrôle de vibration

II.1.1 Contexte

La vibration est un phénomène physique de base dans l'univers. Les gens utilisent de souhaitables vibrations pour faire une vie meilleure. Par exemple, la musique orchestrale est jouée par des instruments à base de vibrations tels que batterie, violon, clarinette et ainsi de suite. Ces instruments sont accordés à vibrer à certaines fréquences, ceci équivaut à un entier multiples d'une fréquence fondamentale, afin de générer des sons agréables. Des oscillateurs en cristal sont utilisés pour fabriquer la montre à quartz qui est beaucoup plus précise qu'une montre mécanique classique (figure II.1). Les Brosses à dents électriques et sonores vibrant à plus de 13 000 Hz, montrent une supériorité par rapport aux brosses à dents classiques dans l'élimination des plaques et des taches de surface sur les dents comme le montre la figure II.2. Toutefois, les vibrations indésirables peuvent apporter beaucoup de problèmes. Travailler dans un environnement sévère, le niveau de bruit peut endommager gravement la santé humaine. Les vibrations structurelles peuvent causer la fatigue, un manque structurel et l'usure excessive des équipements. Cela tend à raccourcir la durée de vie de la structure opérationnelle et d'augmenter les coûts de maintenance. Par ailleurs, des catastrophes peuvent se produire s'il y a une pénurie inhérente à la conception structurelle. Les gens ont perdu la vie dans un fort tremblement de terre à cause du manque de système antisismique au niveau de leurs résidences (figure II.3). Nous citons aussi le pont à longue travée tel que le pont suspendu ou le pont à haubans. Ils sont vulnérables au vent qui pourrait induire la vibration auto-excitée du pont comme le montre la figure II.4.



Figure II.1: Montre à quartz [3].

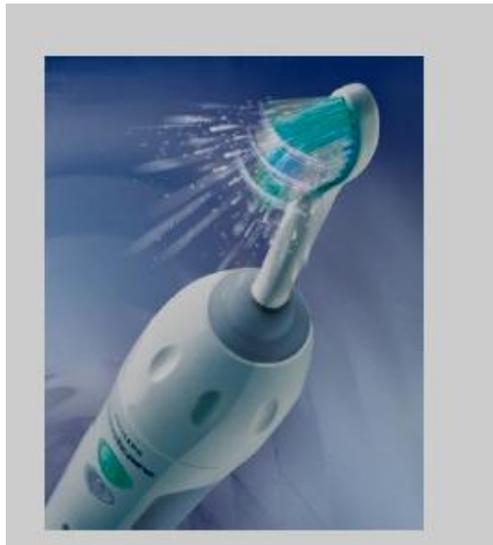


Figure II.2: Brosse à dents conçue par société Philips [3].



Figure II.3: Séisme à Wenchuan, Chine [3].



Figure II.4: Effondrement d'un pont auto-excité [3].

II.1.2 Contrôles de vibrations par éléments piézoélectriques

II.1.2.1 Contrôle actif

Né dans les années 30, le contrôle actif des vibrations s'est réellement développé lors de l'avènement des processeurs de signaux digitaux dans les années 80. Mais ce n'est que depuis une dizaine d'années que l'utilisation de capteurs et d'actionneurs à base de céramiques piézoélectriques a permis des avancées dans des applications jusqu'alors irréalisables.

Un système de contrôle est actif si un ou plusieurs actionneurs appliquent des forces sur une structure selon une loi de contrôle en utilisant pour leur fonctionnement une source d'énergie externe. On distingue deux principes de contrôle: le contrôle par rétroaction (feedback control) et par anticipation (feed forward control). Le contrôle par anticipation est basé sur la disponibilité d'une information sur la perturbation appliquée au système. Cette information est disponible lorsque l'excitation est déterministe (signal synchronisé sur une machine tournante) ou lorsqu'on se trouve en présence d'un phénomène de propagation (un capteur de détection est alors placé en amont du système). Le contrôle par anticipation, breveté en 1936 [39], est essentiellement développé en acoustique [40].

La deuxième approche appelée contrôle par rétroaction ou feedback consiste à utiliser la réponse de la structure plutôt que l'excitation qui la fait vibrer. Les mesures effectuées sur la structure sont interprétées par un contrôleur qui génère une commande. Cette commande est transmise sur les actionneurs qui agissent alors sur la structure pour maîtriser son comportement dynamique.

Stratégies de contrôle

Parmi ces deux approches, le positionnement des capteurs et des actionneurs permet d'envisager différentes stratégies de contrôle.

L'approche **locale** consiste à positionner un capteur et un actionneur au même point et à générer un contrôle local. Cette méthode présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des dynamiques non modélisées [41]. Elle utilise des lois de commandes très simples : un simple retour statique de vitesse sur une action en effort est le plus souvent utilisé. Si la co-localisation est attrayante en raison de sa robustesse naturelle [42] [43], elle est toutefois intrinsèquement limitée par le placement imposé de la paire capteur/actionneur. Les deux configurations (locale et globale) ont été comparées [44]. La principale conclusion est qu'une commande locale n'est efficace que localement et la stabilité n'est assurée qu'au point où se situe la paire capteur/actionneur.

L'approche **globale** offre quant à elle la possibilité d'effectuer une mesure à l'endroit même où l'on désire stabiliser le système tout en maximisant l'autorité de l'actionneur que l'on peut

placer indépendamment du capteur. Elle conduit souvent, mais pas nécessairement, à stabiliser la structure de façon globale et non plus locale. L'approche globale présente toutefois une difficulté majeure: elle n'est pas naturellement robuste et est sensible aux erreurs de modélisation.

Le **contrôle décentralisé** est un contrôle permettant d'améliorer les performances du contrôle local. Il consiste à définir un ensemble de contrôleurs locaux et autonomes [45]. La structure est décomposée en sous-systèmes qui sont chacun munis de capteurs et d'actionneurs qui leur sont propres et qui sont donc commandés localement et indépendamment les uns des autres. L'indépendance des boucles de contrôle entre elles favorise la modularité (ajout de paires supplémentaires sans modifier le design du contrôleur) et la fiabilité (faible dégradation des performances lors de la panne d'une des boucles de contrôle) [46] [47]. Chacune des boucles de contrôle peut être modélisée séparément et le calcul d'un modèle complet n'est plus nécessaire.

Le **contrôle hiérarchisé** est une évolution du contrôle décentralisé. La stratégie de ce contrôle est la suivante : un contrôleur global pilote les contrôleurs locaux dont les informations sont traitées de manière plus ou moins indépendantes et dont les gains sont ajustés de façon à minimiser une fonction coût globale. Ce type de contrôle est largement utilisé dans le domaine des transports [48][45][49].

How et Hall [50] ont comparé analytiquement les performances et la robustesse d'une unique boucle de contrôle (un correcteur optimal LQR) avec un contrôle hiérarchisé et ce pour un même nombre de capteurs utilisés. Les résultats montrent que si le nombre de mesures est suffisant, les performances d'une boucle hiérarchisée sont voisines de celles obtenues avec une unique boucle de contrôle. Cependant, la réduction du nombre de mesures à disposition dégrade les performances de l'approche locale.

II.1.2.2 Contrôle passif

Le contrôle passif a l'avantage de ne nécessiter ni énergie ni information pour fonctionner. Il consiste à connecter l'élément piézoélectrique à un circuit constitué de composants passifs, par exemple une résistance. Le but de ce circuit est de dissiper l'énergie électrique fournie par l'élément piézoélectrique par effet joule. Pour cela, l'impédance du circuit doit être réglée judicieusement et la plupart des études proposent de l'accorder sur un des modes de vibrations de la structure.

Le système de contrôle le plus simple consiste à connecter l'élément piézoélectrique à une résistance [51] [52]. Le circuit résistif ainsi réalisé a le même effet que l'adjonction d'une

couche viscoélastique : soit une faible atténuation sur une bande de fréquence relativement large.

Afin de cibler une fréquence de résonance et d'augmenter les performances de contrôle, l'élément piézoélectrique peut être connecté à une résistance et à une inductance en série [52]. Les valeurs de l'inductance et de la résonance sont choisies de manière à optimiser l'échange d'énergie par résonance entre le mode mécanique et celui du circuit électrique oscillant à la résonance. Ainsi, l'énergie mécanique est transférée et dissipée dans le circuit électrique produisant une atténuation notable dans la bande de fréquence correspondante.

A partir de ces résultats, de nombreux travaux ont été menés pour comprendre, optimiser et améliorer ces techniques passives. Les configurations séries et parallèles du circuit électrique ont par exemple été étudiées [53] et mènent à des résultats similaires.

Les avantages des techniques passives sont:

- Une grande facilité de réglage du système électrique,
- Un poids et une taille des éléments à ajouter à la structure peu significatifs,
- Un système inconditionnellement stable.

Néanmoins, ces systèmes présentent des inconvénients importants :

- L'échange d'énergie est localisé dans la région de l'élément piézoélectrique conduisant à des problèmes de concentration de contrainte.
- La valeur de l'inductance requise pour contrôler les modes les plus bas est très élevée (quelques centaines d'Henry simulé par un circuit électronique actif). L'ajout au circuit résonant d'une capacité en parallèle permet de réduire la valeur de l'inductance [54][55]. Cependant, les performances du contrôle sont considérablement diminuées [56].
- La méthode est très sensible aux variations environnementales. En effet, l'atténuation obtenue peut-être élevée dès lors que le circuit dissipatif est accordé sur la fréquence du mode de résonance ciblé. Mais lorsque la structure est soumise à une quelconque dérive environnementale (température, pression. . .), la fréquence de résonance de la structure évolue ce qui entraîne une diminution des performances du système de contrôle. Les systèmes adaptatifs développés ne présentent pas ces inconvénients [57] [55] mais les résultats obtenus restent peu satisfaisants: la méthode est trop lente, difficile à mettre en place et le contrôle est encombrant [58].
- Enfin ces systèmes ne permettent d'amortir qu'un seul mode de vibrations.

De nombreuses études ont pour but de contrôler simultanément plusieurs modes de vibration [58]. Un circuit composé de multiples inductances, résistances et capacités peut être par exemple utilisé afin de former plusieurs branches de circuit RLC.

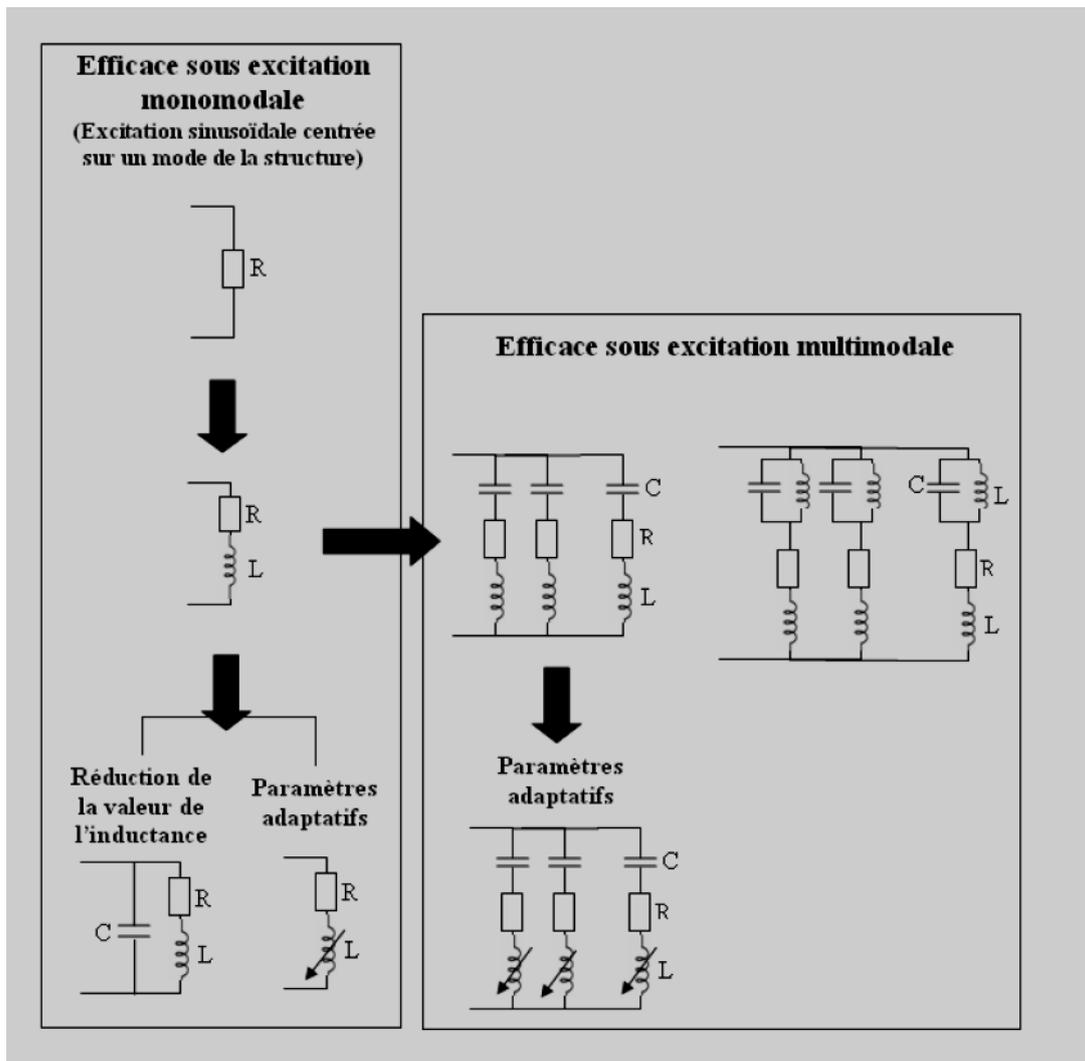


Figure II.5: Différentes topologies de contrôle passif [58].

Ces circuits sont réglés de manière à cibler plusieurs modes de la structure. Cependant, les performances d'un tel système sont réduites. De plus, la complexité de ces méthodes augmente rapidement avec le nombre de modes ciblés par le contrôle [59] [60].

Toujours dans le but de contrôler plusieurs modes, les techniques de réseau ont été développées : un réseau d'actionneurs piézoélectriques est interconnecté à un réseau de circuits électriques du type RLC [61] [62]. Ce système offre l'avantage d'un contrôle multimodal sur un large spectre de fréquence. Le principal problème de cette technique est lié à la conception du réseau et à l'optimisation des composants électriques. Pour obtenir les performances optimales, il est nécessaire de choisir correctement les valeurs des composants

électriques, qui sont fortement dépendantes les unes des autres. Le choix des composants électriques est la principale difficulté de ce contrôle : elle limite fortement son application.

II.1.2.3 Contrôle semi-actif

Afin de dépasser les limites du contrôle passif, différents contrôles ont été proposés. Leur objectif commun consiste à augmenter les performances en amortissement des techniques piézoélectriques passives tout en maintenant une faible compacité et en utilisant une source minimale d'énergie extérieure. La plupart de ces méthodes reposent sur un traitement non linéaire de la tension électrique générée par les éléments piézoélectriques.

Ces techniques sont le plus souvent qualifiées de semi-passives. Cette appellation est justifiée par le fait que contrairement aux techniques actives, très peu d'énergie extérieure est nécessaire. La plupart de ces contrôles peuvent d'ailleurs être autoalimentés. Cependant si on se réfère à la définition du contrôle semi-actif, ces techniques entrent dans cette catégorie. En effet, les dispositifs semi-actifs sont caractérisés par leur capacité à adapter en temps réel les propriétés du système ou de la structure grâce à une énergie de commande minimal [63] [64]. La simplicité et l'efficacité de ces méthodes permettent de les appliquer à différents domaines tels que le contrôle acoustique [65], la récupération d'énergie [66][67] ou encore le contrôle de santé [68]. Dans le but de contrôler les vibrations, ces dispositifs semi-actifs ont également suscité beaucoup d'intérêt.

Les premières méthodes semi-actives à avoir été mises en place consistent à commuter l'élément piézoélectrique d'un état de circuit ouvert à un état de court-circuit [69] [70] [71]. Selon le moment et la durée de la commutation, il est possible d'obtenir un contrôle en raideur ou un contrôle en amortissement.

La technique "state switching" [70], consiste à connecter le patch piézoélectrique à un court-circuit. L'élément piézoélectrique est court-circuité à chaque extremum de contrainte puis tenu en court-circuit jusqu'à ce que l'énergie mécanique dans l'élément piézoélectrique disparaisse. Les phases de fermeture et d'ouverture sont par conséquent de durées comparables. Ce type de contrôle peut être comparé à un système mécanique à raideur variable. La commutation permet en effet de retirer l'énergie potentielle électrique convertie depuis la déformation mécanique grâce à l'effet piézoélectrique. De ce fait, une partie de l'énergie mécanique initiale est extraite de la structure.

La technique appelée "State Switching Absorber" [72] résulte d'un développement de la précédente. Il consiste à modifier la raideur de l'élément piézoélectrique instantanément pour passer d'un état de raideur élevée à un état de raideur faible. Lorsque la vitesse et le

déplacement sont en opposition de phase, la raideur devrait être élevée, l'élément piézoélectrique est alors placé en circuit ouvert et lorsque la vitesse et le déplacement sont en phase, la raideur devrait être faible, l'élément piézoélectrique est alors placé en court-circuit. Une particularité de cette technique réside dans les commutations qui doivent se produire à une énergie potentielle nulle ce qui correspond à une contrainte nulle. Cette condition a pour effet de limiter le bruit induit par la non-linéarité de la loi de commande. Cette technique a été développée dans le cas d'excitations multimodales et s'est avérée être une approche intéressante [73].

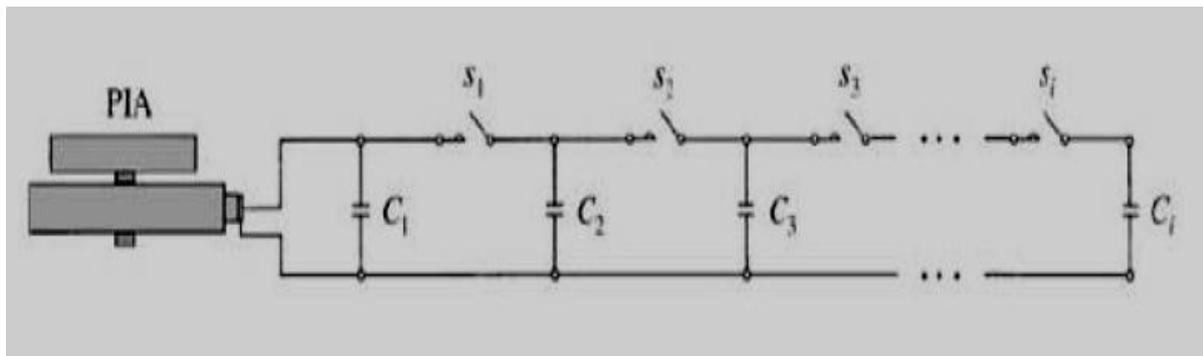


Figure II.6: Schéma du contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités [73].

Une variante de cette technique consiste à contrôler la raideur de la structure par commutation des éléments piézoélectriques sur un réseau de capacités [74]. Cette approche permet de choisir la fréquence de résonance du système dans une plage préalablement déterminée et allant d'une fréquence proche de la fréquence de résonance en court-circuit (lorsque toutes les capacités sont connectées) à la fréquence de résonance en circuit ouvert (aucune des capacités n'est connectée). Ainsi, selon l'excitation, il est possible de se placer hors résonance et donc de limiter les vibrations de la structure.

Concernant le contrôle en amortissement, différentes techniques ont été développées. Tout comme la méthode "state switching", la stratégie "Synchronized Switch Damping Short-circuit" (SSDS) [69] consiste à commuter l'élément piézoélectrique d'un état de circuit ouvert à un état de court-circuit. Les instants de commutation quant à eux diffèrent : l'élément piézoélectrique est laissé en circuit ouvert excepté lorsque la contrainte est extremum. Dans ce cas, l'élément piézoélectrique est court-circuité ce qui a pour effet d'une part de ramener la tension à zéro et d'autre part de mettre la tension et le déplacement en quadrature de phase. Le traitement non-linéaire de la tension se traduit par la création d'une force mécanique en créneau dont le signe est toujours opposé à celui de la vitesse de vibration.

Cette technique peut être améliorée en ajoutant une inductance dans le circuit afin d'augmenter la charge électrique présente dans l'élément piézoélectrique. Cette stratégie nommée " Synchronized Switch Damping on Inductor" (SSDI) [75] est presque identique à celle du SSDS, sauf qu'au lieu de forcer la tension à zéro à chaque extremum de tension, la tension est inversée. Pour ce faire, l'élément piézoélectrique est connecté à une inductance : la tension charge la capacité de l'élément piézoélectrique à travers l'inductance pendant la commande du commutateur. Comparé au SSDS, l'intérêt de ce dispositif est d'augmenter l'amplitude des créneaux générés par la tension et donc l'efficacité du dispositif [73].

La tension peut également être augmentée en connectant l'élément piézoélectrique à une source de tension continue (SSDV) [76] [67]. Cette technique est similaire au SSDI dans le cas d'une structure faiblement couplée. Ce contrôle permet d'améliorer les performances. Cependant, cette méthode requiert une source d'énergie ce qui diminue fortement son intérêt. Tout comme les études passives, ces méthodes sont optimisées pour être efficaces lorsqu'un seul mode de la structure est excité. Plusieurs études ont été proposées afin d'augmenter l'efficacité de ces méthodes lorsque l'excitation est à large bande.

Les approches probabilistes [65] et statistiques [77] sont basées sur la technique SSDI et sur l'idée d'effectuer l'inversion de la tension lorsque cette dernière atteint une valeur significative mais statistiquement probable.

La valeur de la tension déclenchant l'inversion est calculée pour chaque inversion. Afin de définir le niveau de tension "statistiquement probable", l'approche probabiliste se base sur une fonction de répartition cumulative de la tension et l'approche statistique sur la moyenne de la tension. Ces deux fonctions sont calculées sur une fenêtre de temps glissant. Ces techniques ne requièrent ni filtre ni modélisation de la structure et leurs performances sont élevées. Cependant, ces méthodes se focalisent sur les modes les plus énergétiques et il n'est pas possible de cibler certains modes par le contrôleur.

Une approche multimodale différente a été mise en place [78]. Basée sur les techniques SSD, cette méthode prend en compte l'évolution de la charge des éléments piézoélectriques de chacun des modes visés. Cette technique nécessite des filtres afin d'extraire les informations concernant les modes ciblés. Ces filtres doivent être alimentés et pondérés pour obtenir l'efficacité souhaitée sur chacun des modes. Cependant, ils impliquent une modification de la phase et par conséquent une perte d'efficacité.

II.1.2.4 Contrôle modal

Afin de cibler le contrôle sur certains modes de la structure, les méthodes de contrôle modal sont largement utilisées en contrôle actif. Cette approche développée au début des années 1980 [79] [80], consiste à projeter les différentes variables à contrôler dans une base modale généralement constituée des déplacements et des vitesses de chacun des modes à contrôler. L'avantage de cette approche est d'obtenir des variables modales indépendantes ou quasi-indépendantes les unes des autres.

Les variables modales servant au calcul du contrôleur doivent être déterminées en temps réel à partir des mesures réalisées sur la structure. Dans ce but, il est possible d'utiliser des filtres modaux nécessitant un capteur par mode [81] ou d'utiliser un observateur [82] nécessitant moins de capteurs que de modes à contrôler [83]. Cet observateur, basé sur un modèle de la structure, estime les variables modales à partir des informations délivrées par les capteurs et à partir de la commande. La méthode d'observation consiste à faire tendre le calcul des mesures estimées vers les mesures réelles.

Le contrôle modal est basé sur un nombre fini de modes à contrôler. Les modes non choisis ne sont donc pas pris en compte lors de la synthèse d'une loi de commande. Si ces modes ne sont pas suffisamment amortis, ils peuvent être excités par la commande elle-même. Il peut en résulter une dégradation des performances voir une déstabilisation du système.

Ce phénomène appelé spillover, constitue l'une des faiblesses majeures du contrôle par approche modale. L'utilisation d'un observateur ou d'un estimateur génère du spillover l'observation qui peut provoquer des instabilités en se rebouclant avec le spillover de contrôle.

Différentes techniques permettent de réduire le spillover [84]. Les actionneurs et capteurs peuvent tout d'abord être positionnés de manière à limiter le spillover [85]. D'autre part, le spillover de contrôle peut par exemple être étouffé par un absorbeur passif alors que le spillover d'observation peut être éliminé par l'utilisation de filtres passe-bas. Des approches modales, fondées directement sur le modèle d'ordre infini, ont également été développées. La stabilisation d'une structure flexible peut par exemple être assurée en utilisant une loi de commande qui garantit la décroissance temporelle d'une fonction de Lyapunov mesurant l'énergie du système [86]. Prenant en compte la totalité des modes, cette méthode écarte le risque de spillover. Cependant, les performances expérimentales se sont révélées décevantes. Actuellement, les stratégies de contrôle modal se sont complexifiées et intègrent par exemple des lois de contrôles adaptatifs [87] ou non linéaires. [88][89].

Les applications de contrôle modal de structures s'étendent à de nombreux domaines. Ce contrôle est par exemple largement utilisé dans le cas de structures non linéaires ou évolutives [90].

II.2 Les techniques non-linéaires

Historiquement, ces techniques ont été développées au LGEF depuis 1998, d'abord appliquées au contrôle de vibration puis à l'anéchoïsme et enfin à la récupération d'énergie.

II.2.1 Contrôle de vibration

Ces techniques reposent sur l'introduction de fortes non-linéarités sur la tension générée par des éléments piézoélectriques soumis à une vibration. Par le biais du couplage électromécanique, ce traitement de la tension génère une force présentant une phase particulière avec la vibration. Du point de vue mécanique, la force en question s'apparente à un frottement sec. Du point de vue électromécanique, ces techniques font apparaître des cycles de conversion d'énergie beaucoup plus importante que ceux que l'on peut obtenir sur une charge résistive. Par conséquent, l'énergie vibratoire présente dans la structure mécanique est dissipée de manière plus efficace dans le dipôle non-linéaire. Plusieurs techniques ayant la même base ont été développées, certaines étant des alternatives semi-passives, d'autres étant qualifiées de semi-actives. Lorsqu'on envisage les alternatives semi-passives, l'implémentation est décrite par la Figure II.7. L'élément piézoélectrique est connecté à un interrupteur normalement ouvert suivi soit d'un court-circuit ou d'une inductance (alternative semi-passive), soit d'une inductance en série avec une source de tension (alternative semi-active).

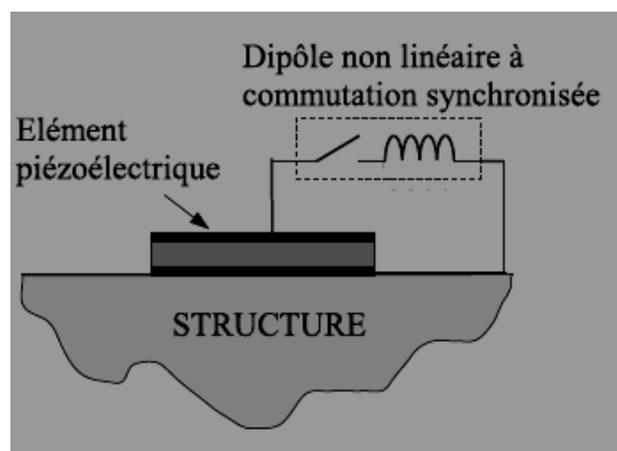


Figure II.7 : Structure générale des techniques non-linéaires [1].

Il en résulte soit une annulation soit une inversion de la tension. Dans le cas où la vibration est mono-fréquentielle, la loi de contrôle la plus efficace consiste simplement à commander l'interrupteur à chaque extremum de déformation (correspondant aux extrema de la tension générée par élément piézoélectrique). La tension piézoélectrique peut alors être décomposée en une somme de deux tensions, comme le montre la figure II.8: d'une part, une tension en phase avec le déplacement (et donc en quadrature avec la vitesse de vibration), image de ce serait la tension piézoélectrique en circuit ouvert, non dissipative; d'autre part, un créneau en phase avec la vitesse de vibration s'apparentant à un frottement sec et donc dissipatif. L'effet des techniques non linéaires est similaire à celui d'un frottement sec.

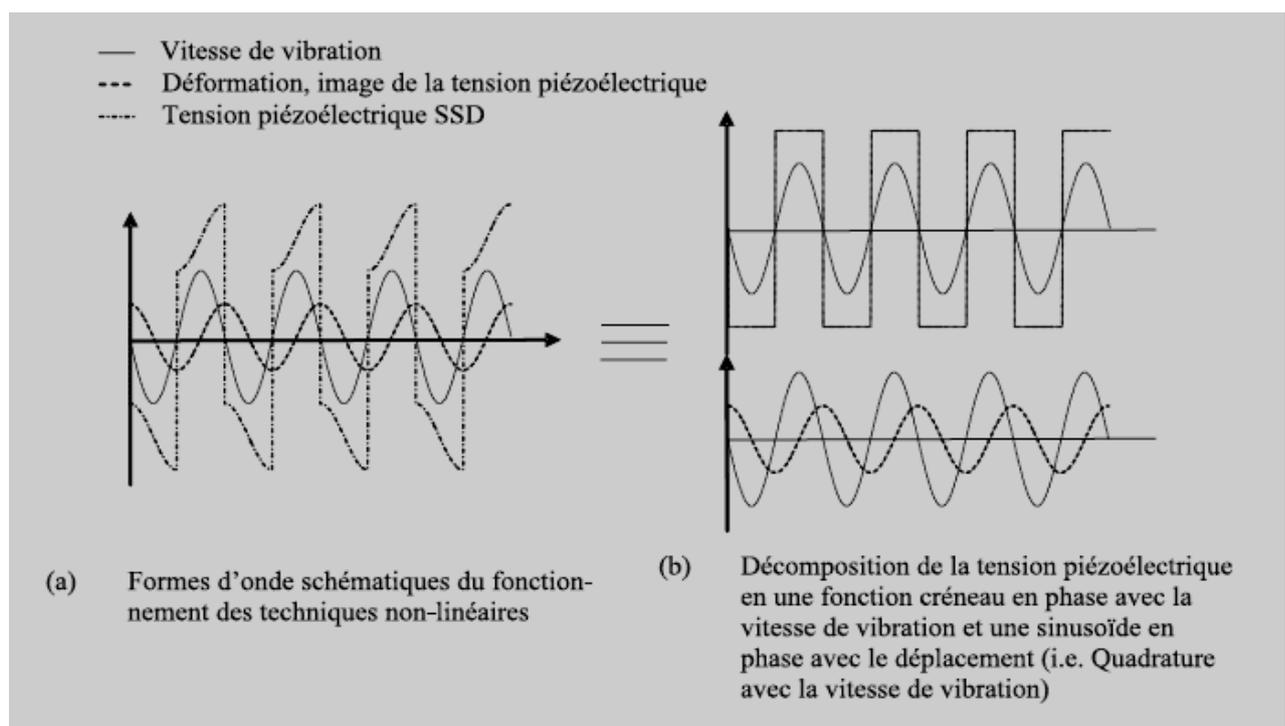


Figure II.8: Formes d'onde associées aux techniques non-linéaires et décomposition de la tension piézoélectrique lorsqu'elle est soumise au traitement non-linéaire [1].

II.2.1.1 Les techniques semi-passives

Ces techniques sont appelées ainsi car l'inversion de la polarité (ou l'annulation) de la tension piézoélectrique s'effectue à l'aide de circuits passifs (circuit $R-L$ ou résistance) mais en utilisant tout de même un élément nécessitant un apport d'énergie (l'interrupteur) pour son contrôle.

II.2.1.1.1 La technique SSDI « Synchronised Switch Damping on Inductance »

Dans le cas de la technique SSDI, l'interrupteur est en série avec une bobine d'inductance L . Celui-ci est pratiquement toujours ouvert, sauf quand un extremum de déplacement est détecté. Dans le cas de sollicitations simples, les extrema de déplacement de la structure correspondent à des extrema de déformation de l'insert piézoélectrique et donc également à des extrema de tension. Quand un extremum est détecté, l'interrupteur est fermé [7].

La capacité propre C_0 des éléments piézoélectriques et l'inductance L_I forment un circuit oscillant. L'interrupteur est maintenu fermé jusqu'à ce que la tension sur les éléments piézoélectriques soit inversée, c'est-à-dire au bout d'un temps t_i correspondant à un demi-pseudo période du circuit oscillant Equation II.1, Plus l'inductance est petite et plus le temps d'inversion est faible. Ainsi cette technique ne nécessite pas de grosses valeurs d'inductance, contrairement aux techniques passives classiques. D'un point de vue pratique, l'inductance est choisie de façon à ce que t_i soit entre 20 et 50 fois plus petit que la période de vibration mécanique. Lorsque l'interrupteur est ouvert, le courant sortant des éléments piézoélectriques est nul et la tension évolue comme le déplacement [7].

$$t_i = \pi \sqrt{C_0 L_I} \quad (\text{II.1})$$

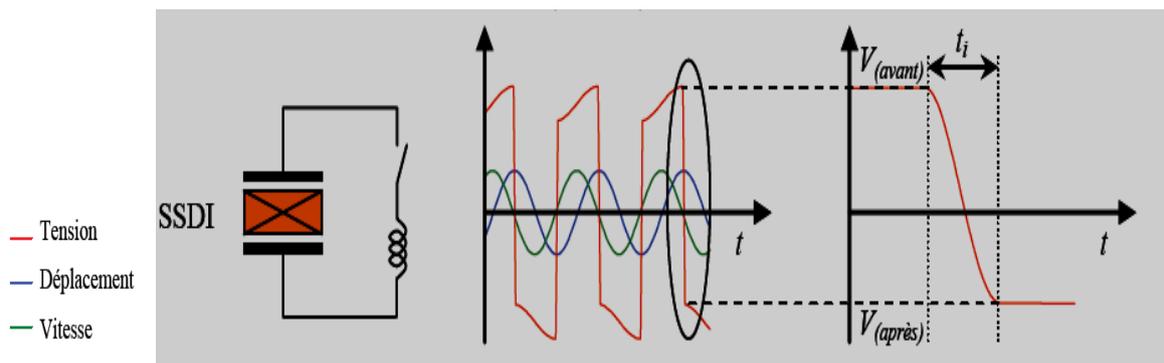


Figure II.9: Technique SSDI: Dispositif électronique simplifié et formes d'ondes caractéristiques [7].

L'inversion à travers l'inductance n'est pas parfaite parce qu'une part de l'énergie électrique sur les électrodes de l'insert piézoélectrique avant l'inversion est perdue dans le dispositif de commutation. Cette qualité de l'inversion électrique est représentée par γ dans l'équation [7]:

$$V_{\text{après}} = \gamma V_{\text{avant}} \quad (\text{II.2})$$

L'amortissement en SSDI est donné par l'équation (II.3), en fonction du coefficient de couplage électromécanique, du facteur de qualité mécanique et de la qualité de l'inversion électrique [7].

$$A_{SSDI} = 20 \log \left(\frac{1}{1 + k^2 Q_m \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \right) \quad (\text{II.3})$$

II.2.1.1.2 La technique SSDS « Synchronised Switch Damping on Short circuit »

Où ils sont connectés à un simple court-circuit. Quand un extremum est détecté, l'interrupteur est fermé. Dans le cas de la technique SSDS, la tension est alors brièvement ramenée à zéro [7].

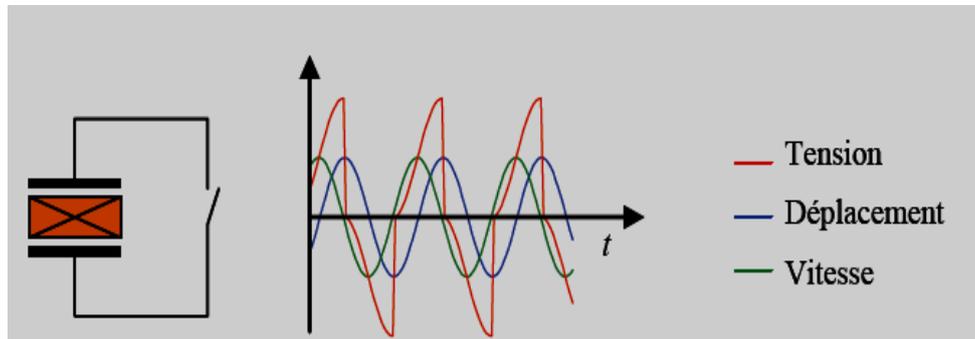


Figure II.10 : Technique SSDS : Dispositif électronique simplifié et formes d'ondes caractéristiques [91].

L'amortissement en SSDS peut être déduit du cas SSDI en prenant $\gamma=0$, Il est ainsi donné par [7]:

$$A_{SSDS} = 20 \log \left(\frac{1}{1 + \frac{4}{\pi} k^2 Q_m} \right) \quad (\text{II.4})$$

II.2.1.2 Les techniques semi-actives

Des alternatives dites semi-actives ont été développées par la suite pour améliorer les performances du SSDI.

II.2.1.2.1 La technique SSDV classique « Synchronised Switch Damping on Voltage sources »

Dans le cas de la technique SSDV classique, l'insert piézoélectrique est commuté sur une tension continue positive ou négative à travers l'inductance L . La tension n'est ainsi plus inversée par rapport à un potentiel nul, mais par rapport à un potentiel constant. La stratégie de contrôle des interrupteurs est de fermer le premier lorsqu'un maximum de déplacement est atteint, ce qui correspond également à un maximum de tension sur l'insert piézoélectrique. Cette action déclenche une oscillation électrique pseudo périodique autour de la tension $-V_{sw}$.

L'interrupteur est maintenu fermé pendant un demi-pseudo période, c'est-à-dire le même temps t_i que dans le cas de la technique SSDI. Lorsque le premier interrupteur est de nouveau ouvert, la tension est donc négative. Le deuxième interrupteur est contrôlé de la même façon que le premier. Il est fermé lorsqu'un minimum de déplacement est atteint, ce qui correspond à un minimum de tension sur l'insert piézoélectrique. Il est de nouveau ouvert après un temps t_i . A cet instant, la tension redevient positive, elle a été inversée autour du potentiel V_{sw} . Le circuit électrique correspondant à la technique SSDV classique ainsi que les formes d'ondes théoriques associées sont représentées sur la Figure II.11.

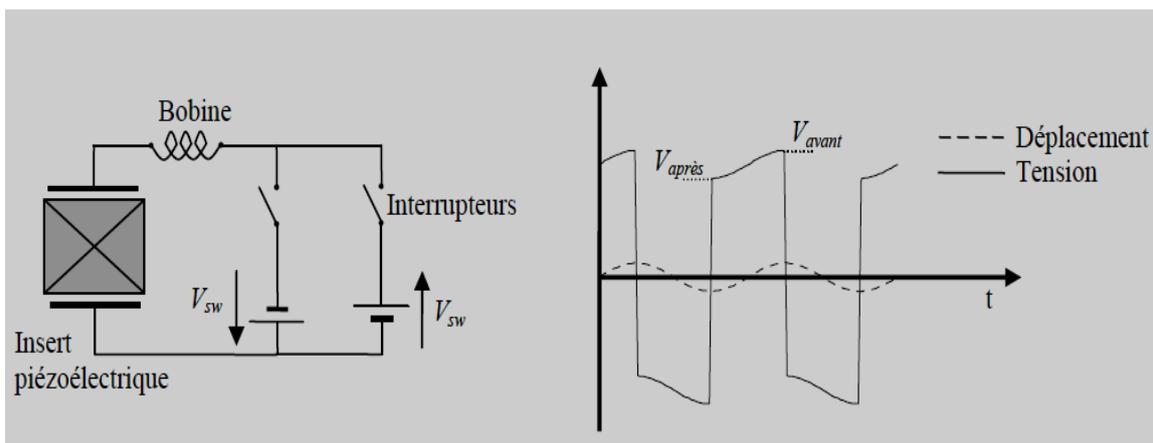


Figure II.11 : Technique SSDV classique : Dispositif électronique et formes d'ondes caractéristiques

L'amortissement peut s'exprimer par (II.5) en fonction du coefficient de couplage électromécanique, du facteur de qualité mécanique, de la qualité de l'inversion électrique et de ν .

$$A_{SSDV} = 20 \log \left(\frac{1-\nu}{1+k^2 Q_m \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma}} \right) \quad (\text{II.5})$$

Cette équation montre que pour une force excitatrice donnée, une valeur de tension continue V_{sw} qui annule complètement la vibration peut être trouvée. L'expression de cette valeur particulière est donnée dans l'équation (II.6) [7]

$$V_{sw\max} = \frac{\pi}{4\alpha} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} F_M \quad (\text{II.6})$$

Dans ce cas, la force appliquée par l'insert piézoélectrique, qui est proportionnelle à V_{sw} , compense totalement l'effet de la force excitatrice. Appliquer une tension supérieure à $V_{sw\max}$ conduit à des problèmes de stabilité, car dans ce cas la tension engendre une force excitatrice et non plus une force de freinage. En réalité, des problèmes de stabilité surviennent généralement bien avant cette valeur critique. En effet, pour une tension V_{sw} trop importante, les harmoniques supérieurs du déplacement ne sont plus négligeables par rapport au fondamental et le développement théorique précédent n'est plus valide.

Ce problème d'instabilité devient très gênant quand le déplacement de la structure évolue beaucoup avec le temps. Si on considère la technique SSDV classique, la tension continue V_{sw} peut être soit trop importante soit trop faible par rapport à la tension de l'insert piézoélectrique. Si elle est trop importante, elle engendre une force excitatrice et la structure devient instable. Si elle est trop faible, l'effet de la technique SSDV par rapport à la technique SSDI devient négligeable. C'est pourquoi une évolution du SSDV, appelé « SSDV amélioré », a été développée.

II.2.1.2.2 « SSDV amélioré » contrôlé par la tension de l'insert piézoélectrique

Concernant cette technique, la valeur de la tension continue est fonction d'un paramètre de la structure, ce paramètre est soit le déplacement mécanique soit l'amplitude de la déformation. Dans notre cas, nous allons définir l'amortissement théorique lorsque la tension continue est

simplement proportionnelle à la tension V_{avant} de l'insert piézoélectrique juste avant la commutation (II.7). β est un paramètre fixé par l'utilisateur [7].

$$V_{sw} = \beta V_{avant} \quad (\text{II.7})$$

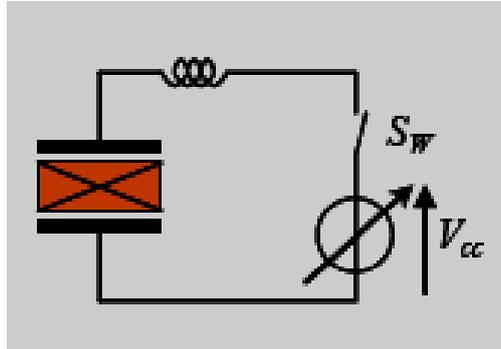


Figure II.12 : Circuit électrique de la technique SSDV adaptée [91].

L'amortissement pour cette technique devient:

$$A_{SSDV_{amél}} = 20 \log \left(\frac{1}{1 + k^2 Q_m \frac{4}{\pi} \frac{1 + (\gamma + \gamma\beta + \beta)}{1 - (\gamma + \gamma\beta + \beta)}} \right) \quad (\text{II.8})$$

L'utilisation de la technique SSDV classique engendre des problèmes de stabilité lorsque l'amplitude de la force excitatrice diminue et une perte d'efficacité lorsqu'elle augmente. Ces problèmes sont résolus par la technique « SSDV améliorée ». En effet pour un coefficient β fixé par l'utilisateur, l'amortissement n'est plus fonction de l'amplitude de la force appliquée.

II.2.2 La récupération d'énergie

Les techniques semi-passives ont aussi démontré leur intérêt dans le cadre des applications à la récupération de l'énergie et dans le développement de générateurs miniatures (de quelques dizaines de microwatts à quelques centaines de milliwatts). Les circuits électroniques traditionnels mettent généralement en œuvre un pont redresseur suivi d'un élément de stockage, qui peut être une batterie (niveau de tension fixé) ou un condensateur de forte valeur. La transposition des techniques non linéaires à la récupération d'énergie [1] a conduit au développement de différents circuits électroniques.

II.2.2.1 Technique classique alternative

La méthode la plus simple pour récupérer de l'énergie consiste à connecter directement le circuit électrique à alimenter sur les éléments piézoélectriques. Ce dispositif est représenté sur la Figure II.13 (a), où la résistance R représente l'impédance d'entrée du circuit électrique alimenté. Dans ce cas, la tension sur la charge est alternative. Les formes d'ondes associées à cette technique sont représentées sur la Figure II.13 (b) dans le cas d'une sollicitation sinusoïdale permanente.

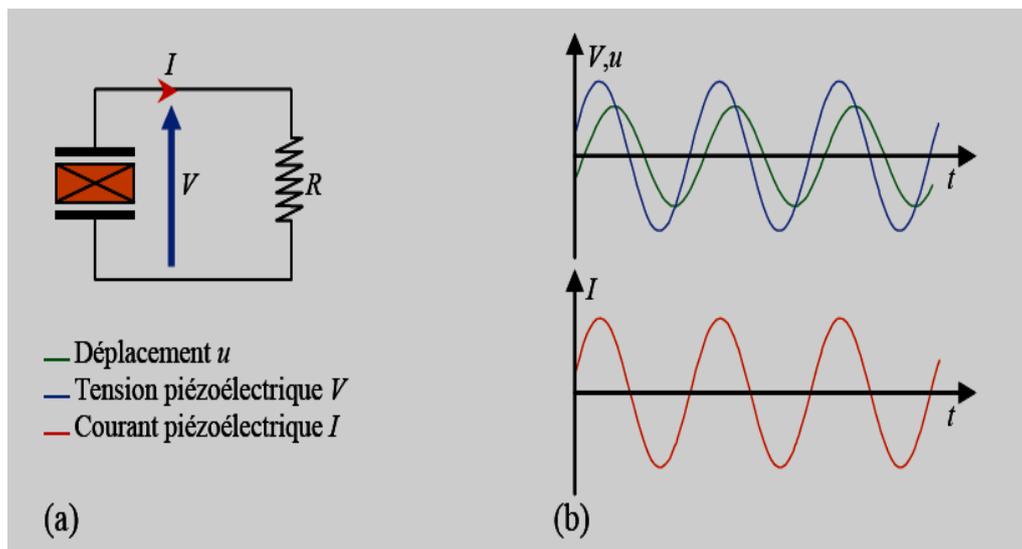


Figure II.13: Technique classique alternative : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent [91].

II.2.2.2 Technique classique continue

Une approche plus représentative des applications envisagées consiste à inclure dans le circuit un pont redresseur suivi d'une capacité de filtrage C_R . Ce dispositif est représenté sur la Figure II.14, dans ce cas, la tension appliquée sur la charge R est continue. Lorsque la tension piézoélectrique V est inférieure en valeur absolue à la tension redressée V_{DC} , le pont redresseur est bloqué. Le courant I sortant des éléments piézoélectriques est donc nul et de ce fait la tension varie proportionnellement à la déformation. Quand la valeur absolue de la tension V atteint V_{DC} , le pont redresseur devient passant, ce qui stoppe l'évolution de V . Le pont redresseur cesse d'être passant lorsque la valeur absolue du déplacement u diminue. L'allure des signaux considérés est représentée sur la Figure II.14 (b).

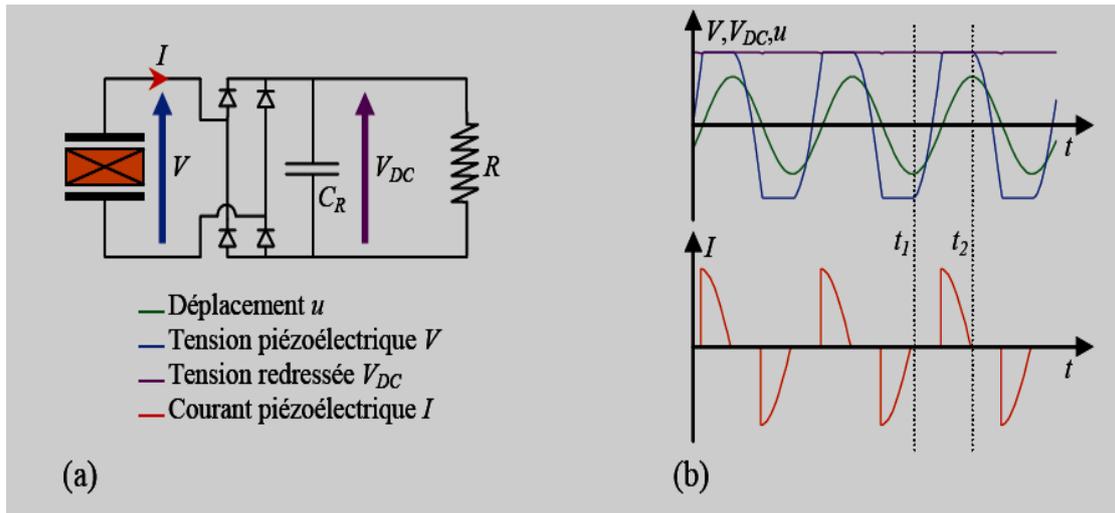


Figure II.14: Technique classique continue : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent [91].

II.2.2.3 Technique SSHI alternative

Cette configuration correspond à la technique alternative classique, sur laquelle a été rajouté le dispositif de commutation en parallèle avec les éléments piézoélectriques. Ce dispositif est représenté sur la Figure II.15 (a). La stratégie de contrôle de l'interrupteur électronique est la même que pour la technique d'amortissement vibratoire SSDI. L'interrupteur est brièvement fermé à chaque extremum de déplacement afin d'inverser la tension sur les éléments piézoélectriques à travers l'inductance L_I . L'allure de la tension V sur les éléments piézoélectriques est toutefois différente du cas SSDI, puisque les éléments piézoélectriques sont en permanence reliés à la résistance R . En particulier, les extrema de tension et de déplacement ne coïncident plus. Le courant I_R dans la résistance est proportionnel à la tension piézoélectrique et le courant I_S parcourant l'inductance d'inversion L_I est toujours nul, excepté pendant les phases d'inversion. Les formes d'ondes associées à cette technique sont représentées sur la Figure II.15 (b).

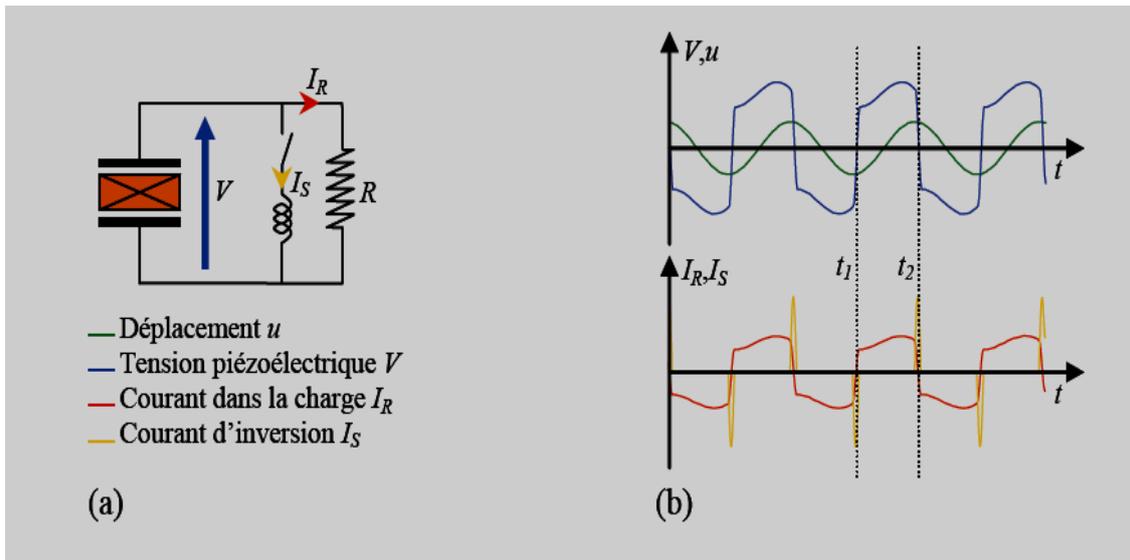


Figure II.15: Technique SSHI alternative : (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent [91].

II.2.2.4 Technique SSHI continue

Par rapport à la technique classique continue décrite précédemment, on ajoute simplement le dispositif de commutation en parallèle avec les éléments piézoélectriques. Ce dispositif est représenté sur la Figure II.16. Tant que la tension V est inférieure en valeur absolue à la tension redressée V_{DC} , le courant I_P traversant le pont redresseur est nul, et la tension varie proportionnellement au déplacement. Lorsque la valeur absolue de V atteint V_{DC} , le pont redresseur est passant, et l'évolution de V est stoppée. Le pont redresseur cesse d'être passant lorsque le déplacement u diminue en valeur absolue, c'est-à-dire lorsqu'on atteint un extremum de déplacement, ce qui coïncide avec le début d'une phase d'inversion de la tension à travers L_I . L'annulation du courant I_P absorbé par le pont redresseur correspond ainsi au départ du courant I_S dans l'inductance d'inversion. L'allure des signaux considérés est représentée sur la Figure II.16 (b).

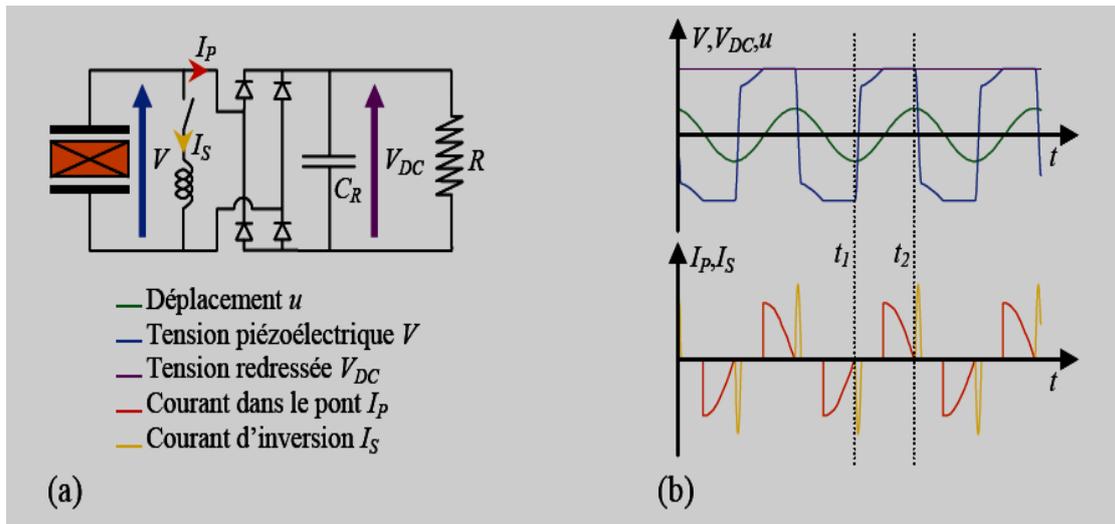


Figure II.16: Technique SSHI continue: (a) dispositif, (b) formes d'ondes associées en régime sinusoïdal permanent [91].

II.3 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter dans un premier temps, une présentation très générale de l'état de l'art sur le contrôle de vibration, les différentes classes de ce contrôle tels que le contrôle actif, passif et semi actif. On a ensuite brièvement présenté les techniques non linéaires utilisées dans la suite de ce mémoire dans les deux domaines de contrôle de vibration et la récupération d'énergie.

CHAPITRE III :

MODELISATION DES TRANSFORMATEURS PIEZOELECTRIQUES

Modélisation des transformateurs piézoélectriques

Les transformateurs piézoélectriques présentent plusieurs avantages par rapport aux transformateurs électromagnétiques. Dans ce chapitre on présente la modélisation des transformateurs piézoélectriques utilisant la version simplifiée du modèle établi par Mason. Le modèle se base sur l'impédance électrique du système pour modéliser le comportement mécanique. Ensuite on développe le comportement électrique du transformateur piézoélectrique. Comme application, on étudie les caractéristiques du transformateur piézoélectrique en mode Radial.

III.1 Modélisation du transformateur piézoélectrique

Le transformateur piézoélectrique est un système électromécanique complexe avec des paramètres distribués. Le système mécanique d'un transformateur piézoélectrique est le plus souvent une barre ou un anneau fait de céramiques piézoélectriques. Puisque c'est un système avec des paramètres distribués (la masse, l'élasticité et la plasticité), sa description mathématique est très compliquée [92].

Le calcul du comportement d'un tel système est toujours complexe. Pour les ingénieurs, le plus intéressant est le circuit équivalent électrique ; la construction exige les analogies électromécaniques d'utilisation. Ils existent plusieurs systèmes de base des analogies électromécaniques. Le plus populaire d'eux, généralement utilisé pour établir un circuit équivalent des dispositifs piézoélectriques, est basé sur l'analogie entre les équations décrivant le lien entre les forces et les vitesses dans un système mécanique et, respectivement, tensions et courants dans un système électrique.

A partir de la deuxième loi de NEWTON, concerné par le mouvement d'un point de masse (m), qui n'est pas affectée par toute force de résistance, il résulte que la force agissant sur le point est égale à la variation de la quantité de mouvement (mv) [22].

$$F = \frac{d(mv)}{dt} \quad (\text{III.1})$$

Avec:

F est la force appliquée, v est la vitesse de vibration, m est la masse appliquée et t le temps.

Considérons que $v \ll v_{lumière}$, c'est-à-dire la vitesse étant beaucoup moins grande que la vitesse de la lumière, l'équation peut être réécrite ainsi:

$$F = m \frac{d(v)}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Lorsque le mouvement reste linéaire:

$$F = \frac{d^2(y)}{dt^2} \quad (\text{III.3})$$

$$v = \frac{d(y)}{dt} \quad (\text{III.4})$$

Où y est le déplacement.

En cas de vibration harmonique, les valeurs de F , v , y harmonique dépendent du temps.

$$y = y_m e^{j\omega t} \quad (\text{III.5})$$

$$v = j\omega v_m e^{j\omega t} = v_m e^{j\omega t} = j\omega v \quad (\text{III.6})$$

$$\frac{dv}{dt} = j\omega v_m e^{j\omega t} = j\omega v \quad (\text{III.7})$$

A partir des expressions (III.7) et (III.2), on trouve :

$$F = j\omega mv \quad (\text{III.8})$$

Un système élastique se conforme à la loi de HOOK

$$F = s y = \frac{y}{c'} \quad (\text{III.9})$$

Où,

s est la compliance et c' est la constante élastique ($c' = 1/s$).

De (III.3), (III.4) et (III.9)

$$F = \frac{v}{j\omega c'} \quad (\text{III.10})$$

Les forces de résistances, principalement les frottements, sont plus difficiles à décrire et dépendent du matériau de l'objet et de l'environnement. Dans la plupart des cas, cependant, la force de résistance est considérée comme proportionnelle à la vitesse avec un coefficient r' .

$$F = r'v \quad (\text{III.11})$$

En comparant l'expression (III.8), (III.10) et (III.11) avec les relations du courant et la tension (III.12), connus en électricité:

$$V = j\omega Li$$

$$V = \frac{i}{j\omega C} \quad (\text{III.12})$$

$$V = Ri$$

Où V est la tension, i est le courant, L est l'inductance, C est la capacité, et R la résistance.

Le même résultat est obtenu par comparaison entre l'ensemble des équations différentielles mécaniques (III.2), (III.3), (III.4), (III.11) et l'ensemble des équations différentielles électriques (III.13):

$$\begin{aligned} i &= \frac{d(q)}{dt} \\ V &= Ri \\ V &= \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i d(t) \\ V &= \frac{Ld(i)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

q : est la charge électrique.

A partir de cette comparaison on peut avoir l'analogie suivante:

Système mécanique	Système électrique
m	L
c'	C
r'	R
v	i
y	q
F	V

Tableau III.1 Analogies électro-mécaniques [22].

Le système que nous emploierons ci-dessous est basé sur cette l'analogie. Pour les systèmes mécaniques on peut définir une impédance mécanique pour chacun des éléments.

$$Z_m = j\omega m$$

$$Z_{r'} = r' \tag{III.14}$$

$$Z_{c'} = \frac{1}{j\omega c'}$$

Où Z_m est impédance mécanique de la masse, $Z_{r'}$ est l'impédance mécanique des pertes et $Z_{c'}$ est l'impédance mécanique de compliance.

Les expressions (III.8), (III.10) et (III.11) ont été calculées en considérant séparément les paramètres masse, compliance et résistance mécanique. Dans la réalité des systèmes mécaniques, ils sont couplés. Considérons les systèmes mécaniques suivants.

On distingue entre un système mécanique avec la vitesse commune figure III.1 et la force commune figure III.2.

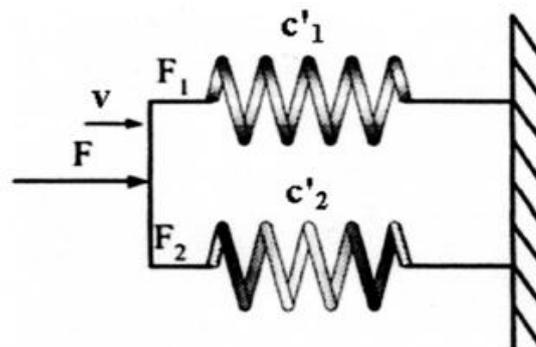


Figure III.1 : Système mécanique de vitesse commune [22].

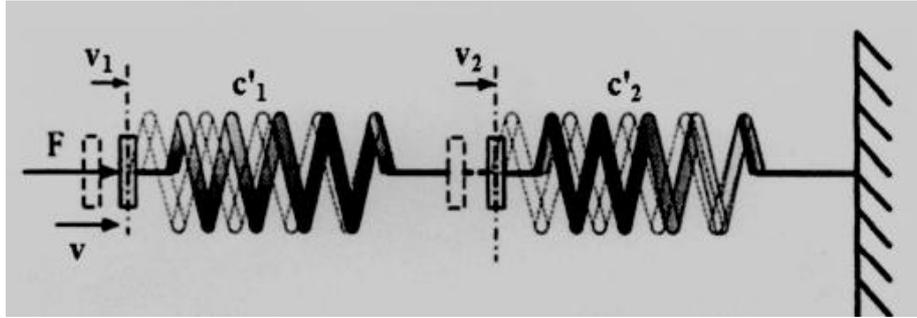


Figure III.2 : Système mécanique de force commune [22].

Dans le cas de la figure III.1, le système avec la vitesse commune, la force agissant sur le système est égale à la somme des forces agissant sur chacun des éléments élastiques $F=F_1+F_2$. Pour analogie à la loi de Kirchhoff (ou la loi des mailles), la somme de chute des tensions dans un circuit fermé est représentée par le circuit équivalent de la figure III.3.

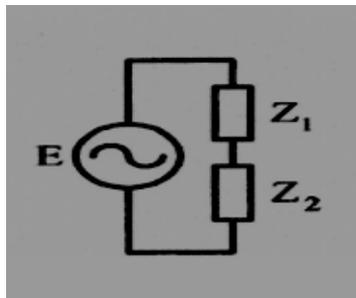


Figure III.3 : Circuit électrique équivalent de tension commune [22].

Dans le cas du système de force commune figure III.1 la vitesse totale des deux éléments élastiques est égale à la somme des vitesses de chaque élément $v= v_1+v_2$.

C'est analogue à la loi du courant de KIRCHHOFF (Loi des nœuds), la somme des courants dans un circuit électrique est représentée dans la figure III.4.

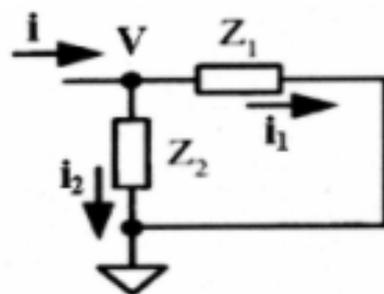


Figure III.4 : Circuit électrique équivalent de courant commun [22].

Afin de simplifier le processus de calcul du comportement des systèmes mécaniques, utilisons les analogies électromécaniques. Les principes suivants sont appliqués:

1. Les parties séparées du système mécanique doivent être représentées par deux réseaux.
2. Les parties du système mécanique qui ont une force commune sont représentées comme parallèle et ceux avec la vitesse commune comme série.
3. Les vitesses sont marquées comme courant, force comme tension et source des forces comme générateurs.
4. La masse est représentée comme inductance, avec le symbole (m).
5. La compliance est représentée comme condensateur, avec le symbole (c') [93].

Lorsqu'on gère un transformateur piézoélectrique, on choisit sa forme et la position des électrodes de sorte qu'il produise les meilleures caractéristiques lorsqu'il oscille à une certaine fréquence dans une certaine direction. Le transformateur piézoélectrique ne convient pas souvent à fonctionner à toute autre fréquence.

Par conséquent, il est nécessaire de créer le circuit équivalent près de la fréquence conçue.

Quand un système mécanique avec les paramètres distribués et un grand nombre de degrés de liberté oscille seulement à une des fréquences de résonance, ses mouvements peuvent être décrits comme un système avec les paramètres distribués et un grand nombre de degrés de liberté. Ce système oscille seulement à une des fréquences de résonance et ses mouvements peuvent être décrits comme un système ayant les paramètres m , r' , c' comme montré dans la figure III.5.

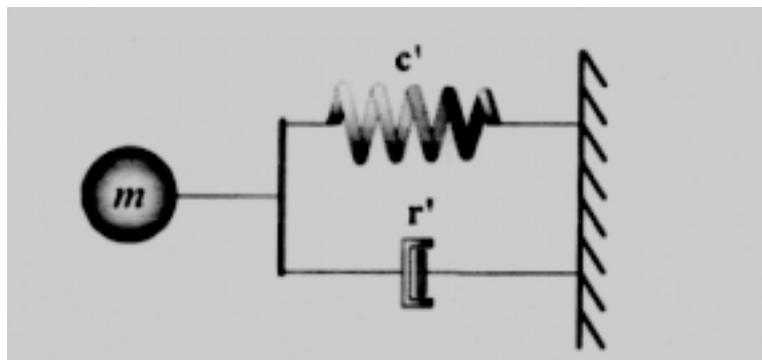


Figure III.5 : Représentation du système mécanique [22].

Le circuit équivalent précédent est le plus simple.

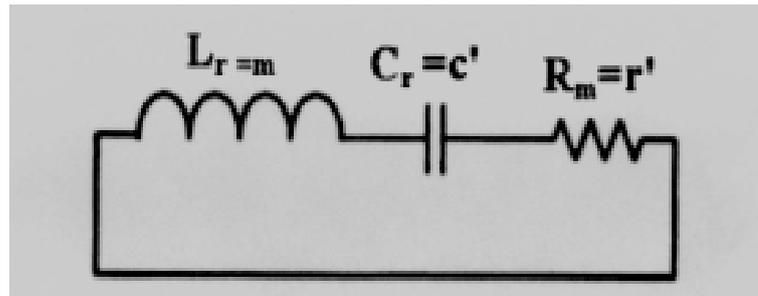


Figure III.6 : Le circuit électrique équivalent du système mécanique [22].

La tension d'entrée induit le champ électrique entre les électrodes qui produit alternativement des contraintes dans le matériau piézoélectrique. De façon analogue à la sortie les contraintes dans le matériau produisent des tensions par effet direct, induisent un champ électrique entre les électrodes de sortie.

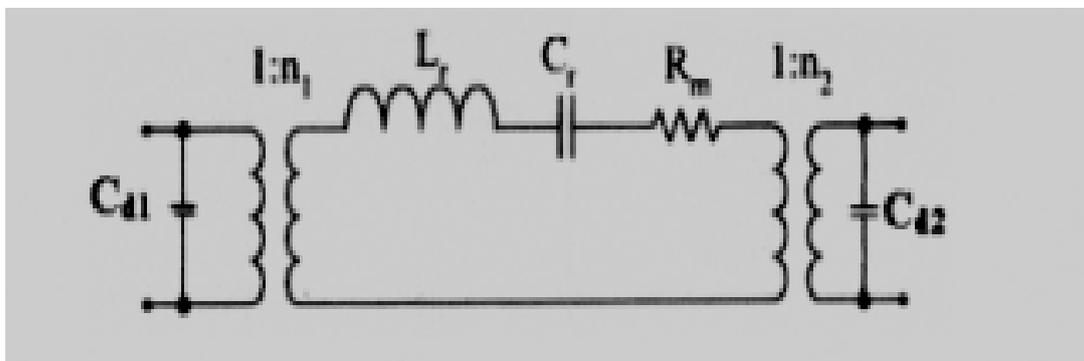


Figure III.7: Le circuit équivalent de transformateur piézoélectrique [22].

Les capacités C_{d1} et C_{d2} sont constitués par les paires des électrodes d'entrée et de sortie.

Le circuit équivalent de la figure III.7 peut être converti en circuit équivalent de la figure III.8 selon les équations de conversions suivantes [93]:

$$N = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{III.15})$$

$$R = \frac{R_m}{N_1^2} \quad (\text{III.16})$$

$$L = \frac{L_r}{N_1^2} \quad (\text{III.17})$$

$$C = C_r N_1^2 \quad (\text{III.18})$$

Les éléments du circuit équivalent de la figure III.7 L_r , C_r , R_m , C_{d1} , C_{d2} , n_1 et n_2 s'expriment comme suit [93]:

$$R_m = \frac{\pi^2 r (t_1 + t_2)}{4 Q_m (1 - \sigma)} \sqrt{\frac{2 \rho}{S_{11}^E (1 - \sigma)}} \quad (\text{III.19})$$

$$L_r = \frac{\pi r^2 (t_1 + t_2) \rho}{2} \quad (\text{III.20})$$

$$C_r = \frac{4(1 - \sigma) S_{11}^E}{\pi^3 (t_1 + t_2)} \quad (\text{III.21})$$

$$C_{d1} = \frac{\pi r^2}{t_1} \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{(1 - \sigma) S_{11}^E \varepsilon_{33}^T} \right) \quad (\text{III.22})$$

$$C_{d2} = \frac{\pi r^2}{t_2} \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{(1 - \sigma) S_{11}^E \varepsilon_{33}^T} \right) \quad (\text{III.23})$$

$$n_1 = n_2 = 2\sqrt{2}\pi r \frac{d_{31}}{S_{11}^E (1 - \sigma)} \quad (\text{III.24})$$

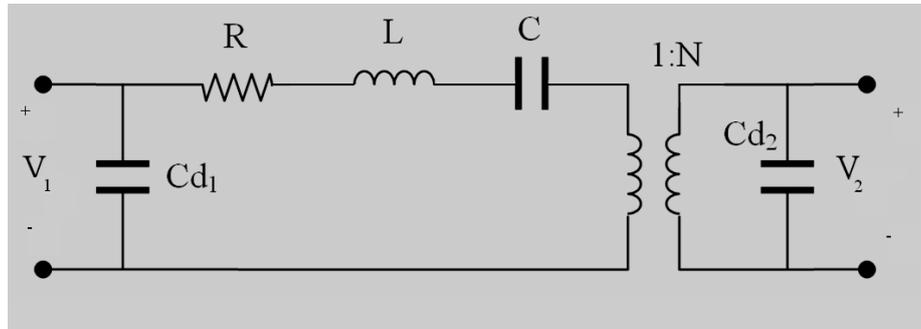


Figure III.8 : Circuit équivalent simplifié du transformateur piézoélectrique [94].

Les paramètres du circuit équivalent défini dans la figure III.8 de ce transformateur sont donnés par l'ensemble des équations de (III.25) à (III.30) [93]:

$$C_{d1} = \frac{n_1 \pi r^2 \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{S_{33}^T S_{11}^E (1 - \sigma)} \right)}{t_1} \quad (\text{III.25})$$

$$C_{d2} = \frac{n_2 \pi r^2 \varepsilon_{33}^T \left(1 - \frac{d_{31}^2}{S_{33}^T S_{11}^E (1 - \sigma)} \right)}{t_2} \quad (\text{III.26})$$

$$R = \frac{(n_1 t_1 + n_2 t_2) \sqrt{2 \rho S_{11}^E (1-\sigma)^3}}{32 r Q_m (n_1 d_{31})^2} \quad (\text{III.27})$$

$$L = \frac{\rho (S_{11}^E)^2 (1-\sigma)^2 (n_1 t_1 + n_2 t_2)}{16 \pi (n_1 d_{31})^2} \quad (\text{III.28})$$

$$C = \frac{32 r^2 (d_{31} n_1)^2}{\pi S_{11}^E (n_1 t_1 + n_2 t_2) (1-\sigma)} \quad (\text{III.29})$$

$$N = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{III.30})$$

Où n_1 et n_2 sont respectivement le nombre de couches piézoélectriques du primaire et du secondaire, et t_1 et t_2 les épaisseurs de ces couches.

III.2 Application au transformateur vibrant en mode radial

III.2.1 Définition de la structure du transformateur

Comme application étudions le cas du transformateur piézoélectrique sous forme de disque rayon r vibrant en mode radial. La polarisation est suivant la direction de l'épaisseur (ou polarisation longitudinale) de l'échantillon composé respectivement de n_1 couches minces de piézo-céramique au primaire et n_2 couches au secondaire. La structure de ce transformateur est la suivante :

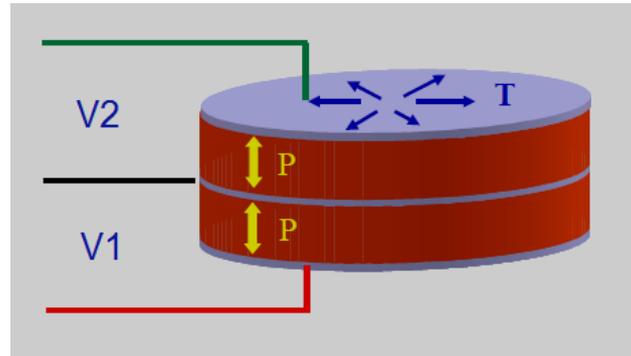


Figure III.9 : Transformateur piézoélectrique en mode radial [94].

Dans le cas du transformateur piézoélectrique en mode Radial les éléments du circuit équivalent de la figure III.6 L_r , C_r et R_m sont donnés par [93]:

$$R_m = \frac{\pi^2 r (t_1 + t_2)}{4 Q_m (1-\sigma)} \sqrt{\frac{2 \rho}{S_{11}^E (1-\sigma)}} \quad (\text{III.31})$$

$$L_r = \frac{\pi r^2 (t_1 + t_2) \rho}{2} \quad (\text{III.32})$$

$$C_r = \frac{4(1-\sigma)S_{11}^E}{\pi^3 (t_1 + t_2)} \quad (\text{III.33})$$

III.2.2 Comportement électrique du transformateur piézoélectrique

L'analyse comportementale du transformateur en mode radial est réalisée à partir du schéma électrique équivalent. La caractérisation du transformateur en gain G , en puissance P_2 et en rendement η est faite en fonction de la fréquence d'alimentation et de la résistance de charge placée au secondaire du transformateur.

La fréquence de résonance est donnée par la relation suivante:

$$f_r = \frac{N_r}{2r} \quad (\text{III.34})$$

On peut aussi déterminer la fréquence de résonance à partir de l'admittance d'entrée

$$Y_{in} = j\omega C_{d1} + \frac{1}{R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)} \quad (\text{III.35})$$

Le gain en tension est donné par la relation suivante:

$$G = \frac{1}{N \sqrt{\left(\frac{1}{N^2} + \frac{C_{d2}}{C} - \omega^2 L C_{d2} + \frac{R}{R_{charge}}\right)^2 + \left(\omega \left(R C_{d2} + \frac{L}{R_{charge}} - \frac{1}{\omega C R_{charge}}\right)\right)^2}} \quad (\text{III.36})$$

L'efficacité ou le rendement du transformateur est exprimé par la relation suivante,

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{1 + \frac{N^2 R}{R_{charge}} \left(1 + (\omega C_{d2} R_{charge})^2\right)} \quad (\text{III.37})$$

La puissance de sortie s'exprime comme suit,

$$P_2 = \frac{V_1^2 N^2 R_{charge} \left(1 + (\omega C_{d2} R_{charge})^2\right)}{\left(N^2 R \left(1 + (\omega C_{d2} R_{charge})^2\right) + R_{charge}\right)^2} \quad (\text{III.38})$$

Afin de faciliter l'étude comportementale du transformateur piézoélectrique et de condenser les équations, il est judicieux d'utiliser trois nouvelles variables, proposées par Vasic dans [4], traduisant la qualité de la conversion. Ainsi, on introduit le facteur de qualité électrique, appelé aussi facteur de surtension électrique, noté Q . Il retranscrit l'état de charge du

transformateur. On introduit également le facteur de qualité de la branche mécanique Q_m , qui caractérise les pertes mécaniques. Et enfin, on introduit le rapport de la capacité secondaire ramenée au primaire sur celle de la branche mécanique, noté c .

Signification	Equation
Pulsation de résonance série	$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
Facteur de qualité mécanique	$Q_m = \frac{1}{RC\omega_r}$
Facteur de qualité électrique	$Q = \frac{1}{R_{charge} C_{d2} \omega_r}$
Rapport des capacités	$c = \frac{N^2 C_{d2}}{C}$

Tableau III.2: Définition des paramètres [4].

Le module du gain en tension est donné par la relation suivante :

$$G = \frac{V_2}{V_1} = \frac{N}{\sqrt{\left(1 - c \left(\frac{\omega^2}{\omega_r^2} - 1 + \frac{Q}{Q_m}\right)\right)^2 + \left(\frac{c\omega}{Q_m\omega_r} + cQ \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega}\right)\right)^2}} \quad (\text{III.39})$$

III.2.3 Modélisation des pertes et choix du matériau piézoélectrique

L'échantillon de la céramique piézoélectrique soumis à une vibration d'excitation électrique en mode longitudinal est illustré par (figure III.10) [95].

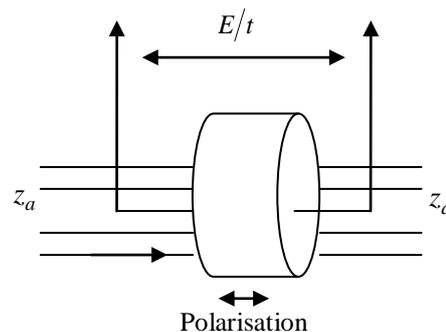


Figure III.10: Modèle d'un échantillon piézoélectrique.

A la fréquence de résonance, la densité de puissance dans un disque céramique piézoélectrique vibrant en mode radial peut être exprimée par la relation:

$$P = \frac{M_{33} E^2}{z_a} \quad (\text{III.40})$$

Tels que :

$$M_{33} = \left(\frac{d_{33}}{S_{33}^E} \right)^2 \quad (\text{III.41})$$

$$z_a = \sqrt{\frac{\rho}{S_{33}^E}} \quad (\text{III.42})$$

La densité de puissance en fonction des pertes mécaniques (P_m) est donnée par la relation:

$$P = \frac{4 Q_m z_a P_m}{\pi z_0} \quad (\text{III.43})$$

A partir des expressions (III.43) et (III.40) on trouve:

$$P_m = \frac{\pi z_0 M_{33} \left(\frac{V}{t} \right)^2}{4 Q_m z_a^2} \quad (\text{III.44})$$

Les pertes mécaniques dues à la température sont donnés par l'expression suivante:

$$P_m = \Delta \theta h_1 s \quad (\text{III.45})$$

La relation entre l'échauffement du transformateur, caractérisé par la puissance de sortie P_2 , et les pertes mécaniques est donnée par la relation suivante:

$$P_m = P_2 \frac{1-\eta}{\eta} \quad (\text{III.46})$$

Les valeurs des paramètres donnés dans le tableau III.3 ont été utilisés [95] pour simuler les pertes mécaniques en fonction du champ appliqué (Figure III.11) et de simuler la densité de puissance en fonction des pertes mécaniques, Figure III.12.

Matériaux	H-PZT	H-BT	PMN-PTc	PMN-PTsc	APC 841
$\rho(\text{Kg/m}^3)$	7650	5800	8060	8060	7600
$d_{33}(\text{PC/N})$	240	127	608	2820	300
s_{33}^E	13.3	8.1	16.6	119.4	13.1
$z_0(\text{Mrayls}) = z_0 = (\rho/s_{33}^E)^{0.5}$	23.8	26.7	22	8.2	23.8
Q_{m0}	1280	500	285	120	1400
$M_{33} = (d_{33}/s_{33}^E)^2$ (C^2m^{-4})	328	246	1342	558	328
ϵ_{33}^T	1154	1100	5142	8250	1350
T (°C)	320	130	163	166	320

Tableau III.3 : Les paramètres des cinq types de matériau piézoélectrique [95].

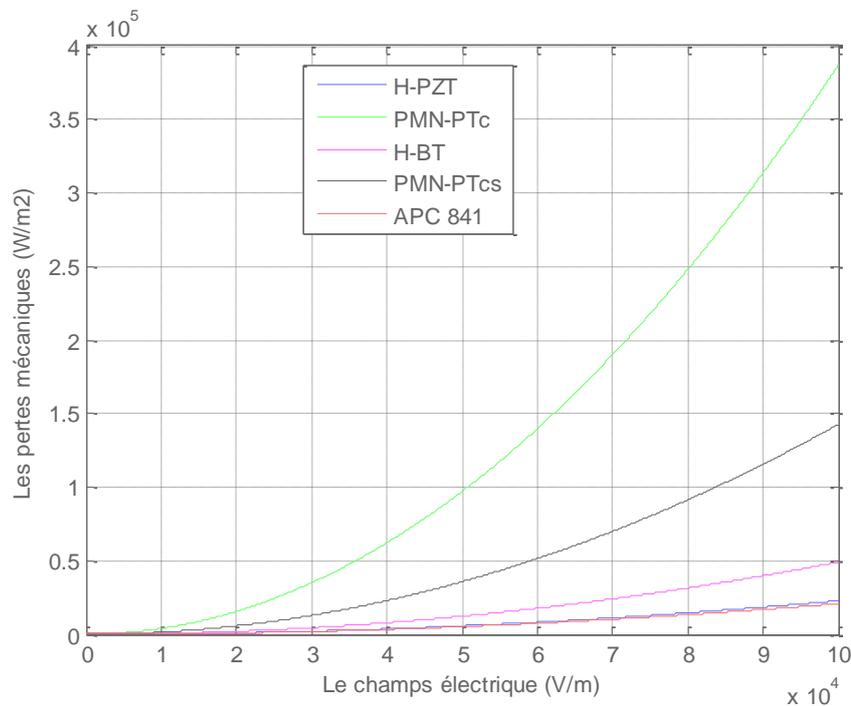


Figure III.11: L'évolution des pertes mécaniques en fonction du champ appliquée.

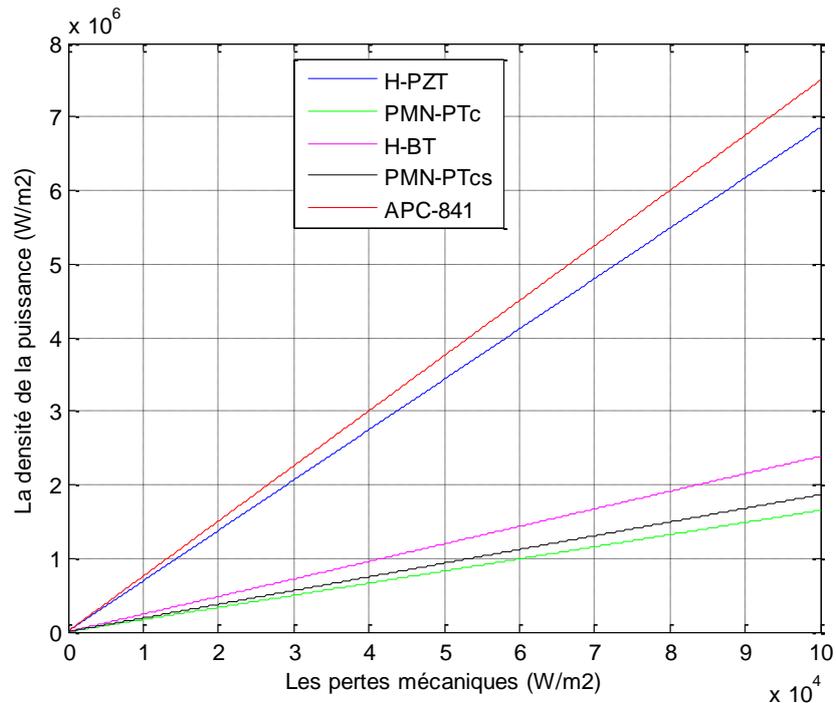


Figure III.12: L'évolution de la densité de la puissance en fonction des pertes mécaniques.

La figure III.11 montre que les matériaux piézoélectriques APC-841 et H-PZT présentent les plus faibles pertes. En revanche la figure III.12, montre l'évolution de la densité de puissance en fonction des pertes mécaniques. Le matériau APC-841 présente la plus haute densité suivie par H-PZT. Les paramètres intrinsèques de simulation des matériaux piézoélectriques utilisés sont rassemblés dans le tableau III.4. Tenant compte des résultats obtenus sur les pertes, nous optons donc pour un transformateur dont les couches actives sont du type APC841.

ρ	7600 Kg/m ³
ε_{33}^T	1350. ε_0
Q_m	1400
ε_0	8.854187×10^{-12}
d_{31}	-109×10^{-12} m/V
S_{11}^E	11.7×10^{-12} m ² /W
N_r	2055 m/s
$\tan \delta$	0.35%
d_{33}	240 PC/N
S_{33}^E	13.1 Pm ² /N
z_a	24.08 Mrayls
z_0	23.8 Mrayls

M_{33}	$328 \text{ C}^2\text{m}^{-4}$
T_c	$320 \text{ }^\circ\text{C}$

Tableau III.4: Les coefficients du matériau piézoélectrique, APC841 [96].

III.2.4 Simulation

Les simulations sont effectuées sous environnement Matlab/SimulinkTM. Les dimensions du transducteur (les couches piézoélectriques) sont d'épaisseurs $t_1=t_2=2\text{mm}$, de rayon $r=8\text{mm}$ et de nombres de couches minces respectivement $n_1=2$, $n_2=15$ couches. La charge du transformateur était de $R_{charge}=10 \text{ k}\Omega$. Le transformateur est alimenté par un primaire égal à 2 volts en vue d'obtenir un secondaire plus élevée.

III.2.4.1 Influence de la fréquence

Concernant l'influence de la fréquence sur le gain en tension on utilise la formule (III.39).

Pour une charge R_{charge} donnée, les performances du transformateur piézoélectrique sont très fortement dépendantes de la fréquence de fonctionnement et ne sont vraiment intéressantes qu'au voisinage de la fréquence de résonance.

La représentation graphique du module de gain en fonction de la fréquence est donnée dans la figure (III.13).

Cette courbe est paramétrée par le facteur de qualité électrique Q , a rapport de capacités c variable avec un facteur de qualité mécanique Q_m fixe et égale à 1400.

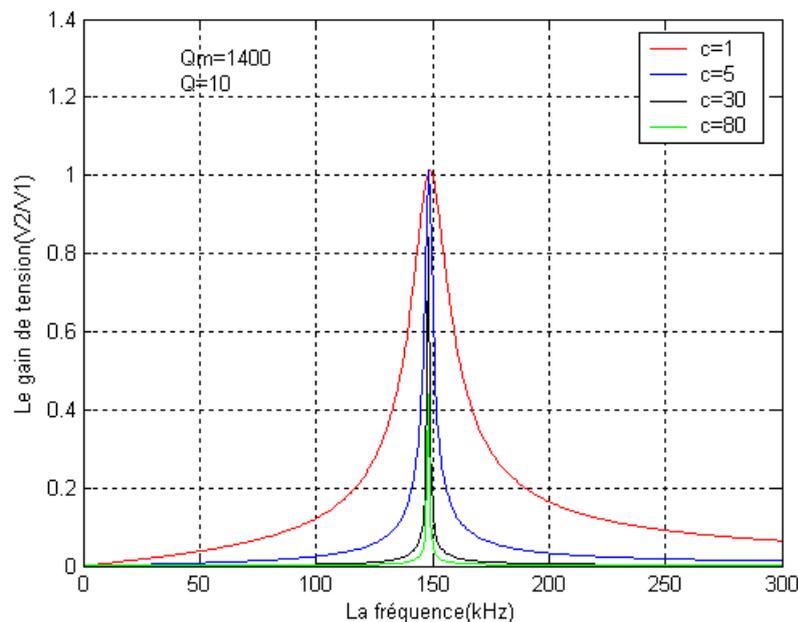


Figure III.13 : Le gain en tension en fonction de la fréquence pour différentes capacités.

La figure (III.13) montre l'effet des paramètres Q , Q_m et c sur la valeur maximale du gain et sur la fréquence de résonance correspondante au gain maximum. Il est à remarquer, qu'une faible valeur de Q et de c donne de meilleures performances (gain élevé, bande passante plus large).

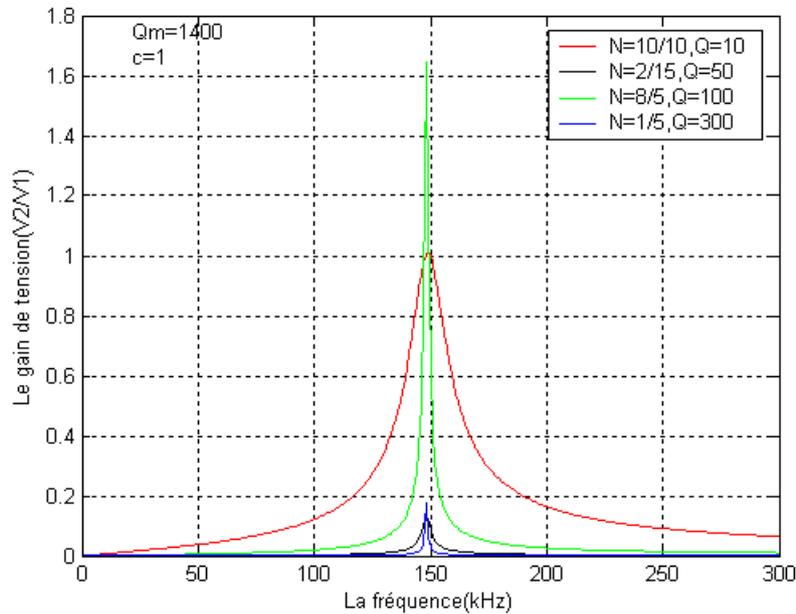


Figure III.14: Le gain en tension en fonction de la fréquence pour différents Q et N .

Les courbes suivantes (Figure III.15) sont obtenues pour un facteur de qualité électrique Q constant égale à 10 et un rapport des capacités c variables, le nombre des couches piézo-électriques est variable et un facteur de qualité mécanique Q_m fixe et égale à 1400.

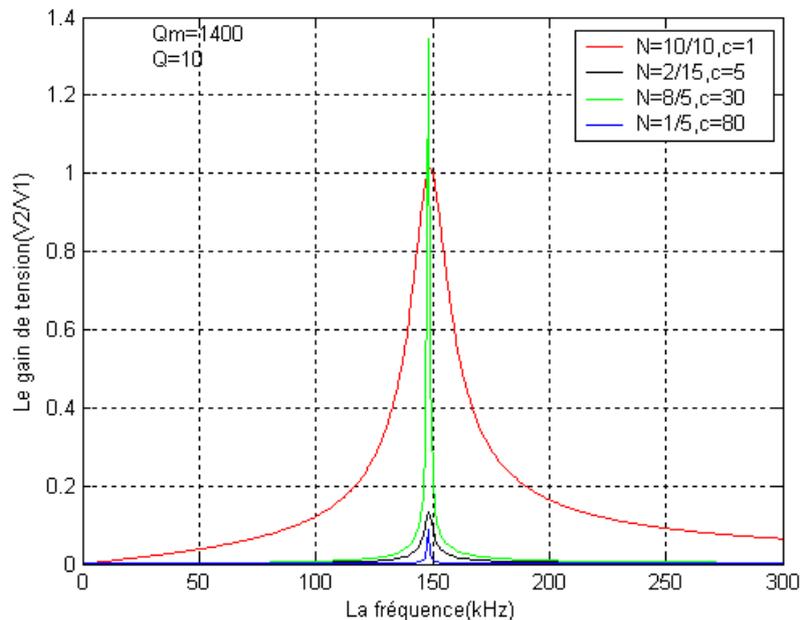


Figure III.15: Le gain en tension en fonction de la fréquence, pour différents N et c .

On remarque sur les figures (III.14), (III.15) que avec une faible valeur de c et Q respectivement 1 et 10 et le nombre de couches piézoélectrique au primaire et au secondaire identique soit un rapport de transformation égal à 1 ($N=10/10$), la bande passante est plus large. Le transformateur dans ce cas permet l'isolation galvanique.

La figure (III.16) montre l'effet du rayon et de la capacité du disque sur la fréquence de résonance et le gain. On voit clairement que la fréquence de résonance dépend des paramètres intrinsèques et des dimensions de la céramique. Quand le rayon diminue et la capacité augmente la fréquence de résonance et le gain en tension augmentent. La fréquence de résonance est décalée vers les hautes fréquences. En revanche, la bande passante du transformateur diminue quand la fréquence de résonance augmente. La fréquence de résonance était de 150 kHz, 350 kHz et 580 kHz respectivement pour ($r= 8\text{mm}$, $c=1$), ($r= 3.3\text{mm}$, $c=5$) et ($r= 2\text{ mm}$, $c= 30$).

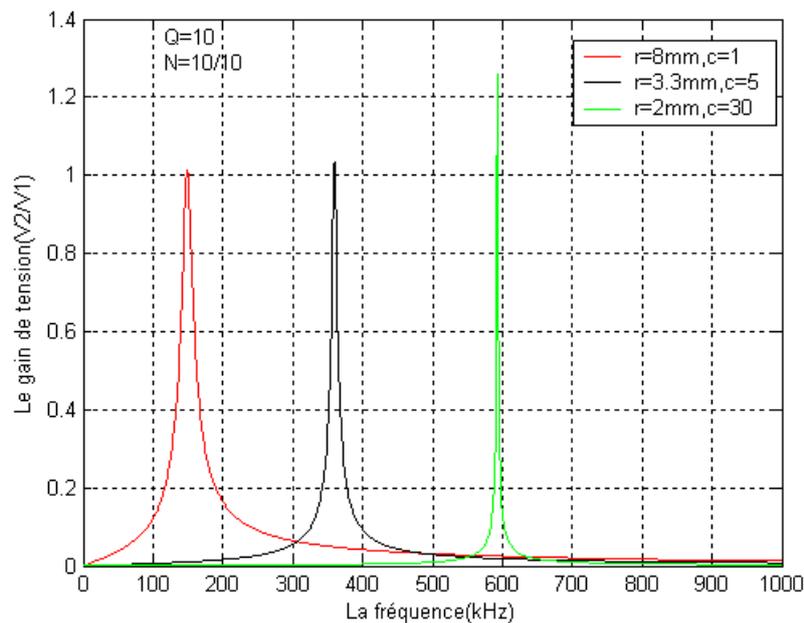


Figure III.16 : Le gain en tension en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de r et c .

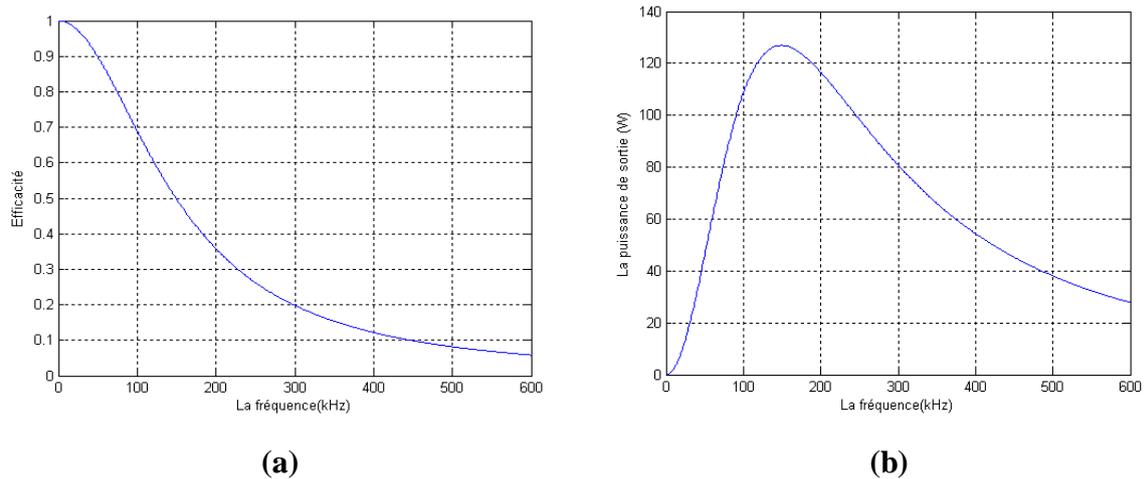


Figure III.17: Influence de la fréquence pour $r=8\text{mm}$, $N=2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$, (a) sur la puissance de sortie, (b) sur l'efficacité.

On remarque sur la figure III.17.b que la puissance de sortie atteint sa valeur maximale lorsque la fréquence est égale à 150 kHz.

La représentation graphique de l'efficacité (rendement) en fonction de la fréquence est donnée à la figure III.17. Cette courbe montre que l'efficacité diminue avec l'augmentation de la fréquence. Le rendement à la fréquence de résonance est égal à 0.5.

III.3.4.2 Influence de la charge

Les caractéristiques de transformateur piézoélectrique dépendent de la charge connectée au secondaire. Le gain en tension atteint la valeur maximale pour une charge R_{charge} égale à 2.5 k Ω (Figure III.18). Le rendement tend vers 1 à partir de 200 Ohms (Figure III.19).

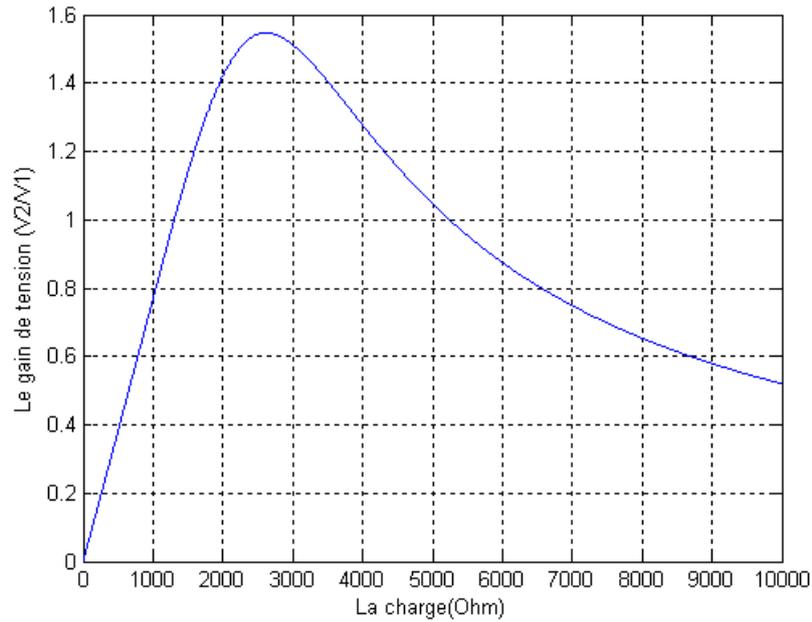


Figure III.18: Influence de la charge sur le gain en tension. Pour $r= 8\text{mm}$, $n_1=2$, $n_2=15$,
 $t_1=t_2=2\text{mm}$,

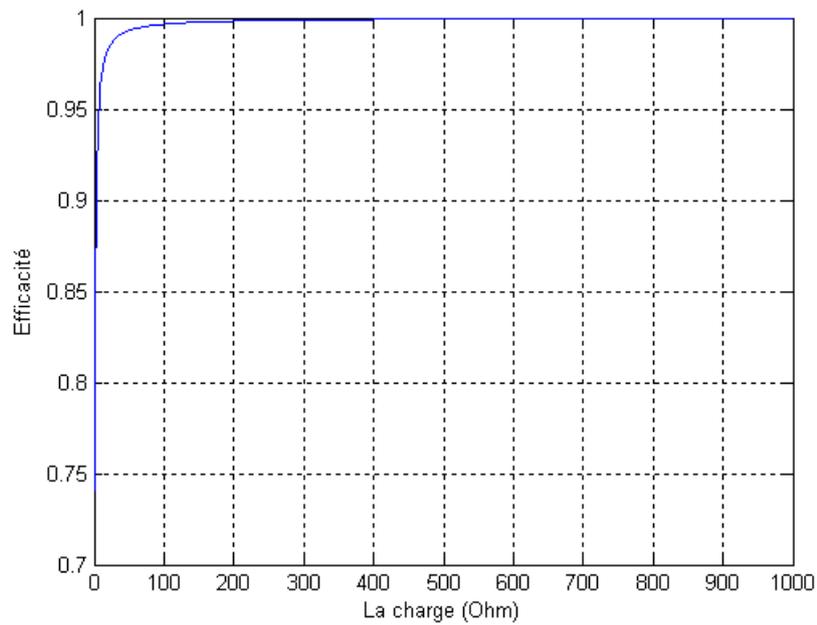


Figure III.19: Influence de la charge sur l'efficacité du transformateur. Pour $r= 8\text{mm}$, $n_1=2$,
 $n_2=15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$,

III.2.4.3 Influence de la charge sur le gain et l'efficacité

a) Influence du rayon du transducteur

Le gain en tension et l'efficacité du transformateur piézoélectrique dépendent du rayon du transformateur et de la charge connectée au secondaire comme le montre la figure III.20 et III.21. Le transformateur de rayon $r=8\text{mm}$ présente un gain maximum de 1,55 pour une charge de $2500\ \Omega$. Plus le rayon de la céramique piézoélectrique diminue plus le gain diminue et la charge maximale augmente (Figure III.20). En revanche, l'efficacité augmente avec le rayon de la céramique et tend vers l'unité au-delà d'une charge de $100\ \Omega$ (Figure III.21).

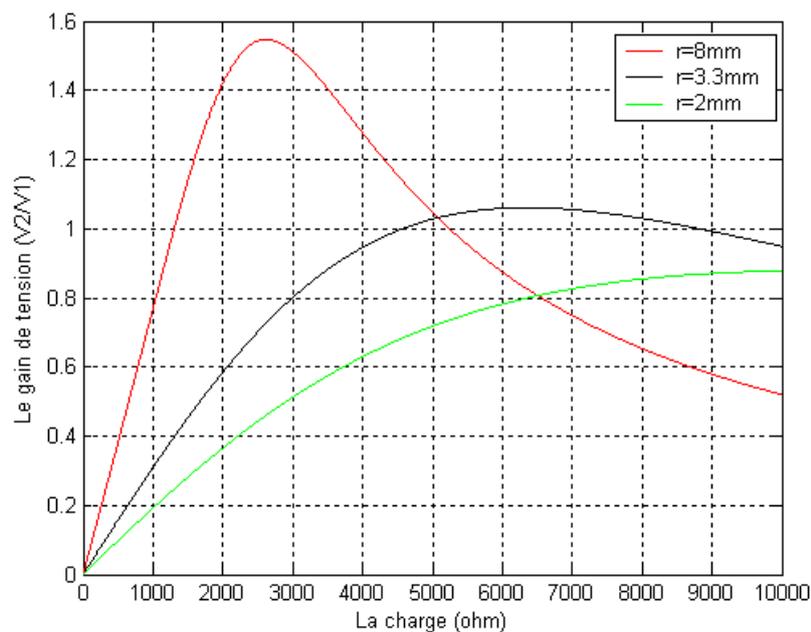


Figure III.20: Influence du rayon de la céramique sur le gain en tension. Pour $N= 2/15$,
 $t_1=t_2=2\text{mm}$,

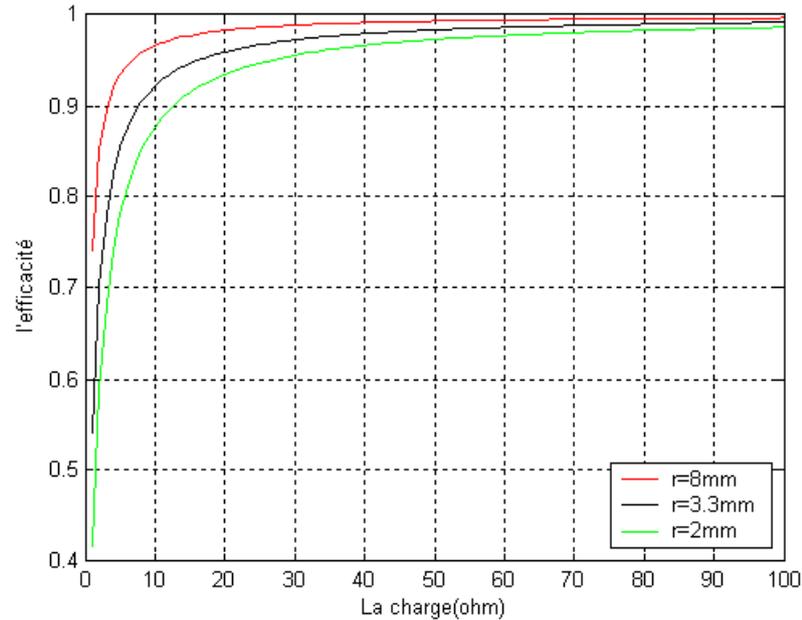


Figure III.21: Influence du rayon de la céramique sur l'efficacité du transformateur.
Pour $N= 2/15$ et $t_1=t_2=2\text{mm}$.

b) Influence du nombre de couches minces piézoélectriques

Le transformateur vibrant en mode radial a été simulé pour quatre rapports de transformation $N=8/5$, $N=10/10$, $N=.1/5$ et $N=2/15$. La figure III.22 montre la variation du gain en fonction de la charge. On remarque sur la figure III.22 que pour les rapports de transformation $N=8/5$ et $N=10/10$, le gain en tension atteint respectivement les maximums 2,8 et 1,6 à la charge 2500 Ω pour décroître brusquement vers les faibles valeurs du gain quand la charge élevée. En revanche, concernant les transformateurs de rapport $N=2/15$ et $1/5$, le gain en tension croit quand la charge (de 0 à 1500 Ω et 3000 Ω) est faible pour se stabiliser respectivement à 0,1 et 0,2.

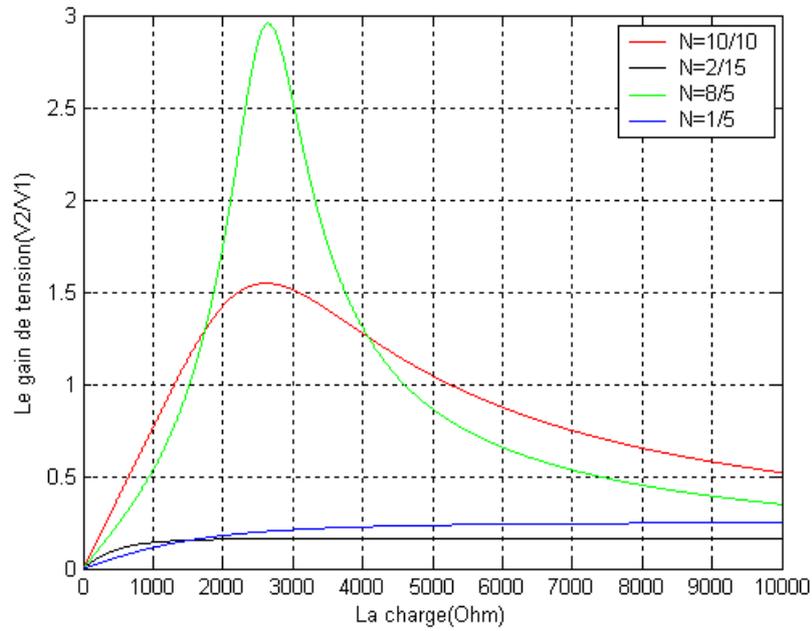


Figure III.22: Influence du nombre de couches piézoélectriques sur le gain en tension.

Pour $r=8\text{mm}$, $N=2/15$, $t_1=t_2=2\text{mm}$.

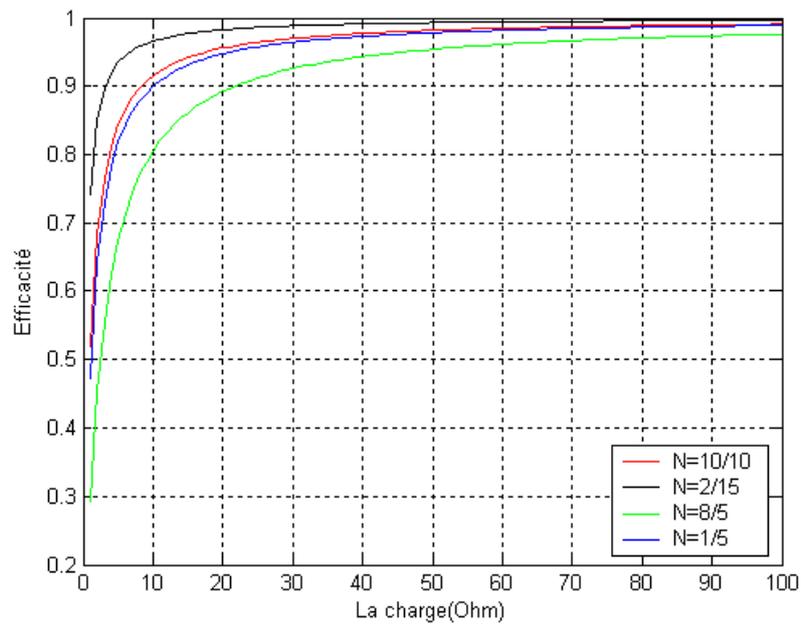


Figure III.23: Influence du nombre de couches piézoélectriques sur l'efficacité.

Pour $r=8\text{mm}$, $t_1=t_2=2\text{mm}$.

III.3 Conclusion

Le modèle général d'un transformateur piézoélectrique est donné dans ce chapitre. Ce modèle établi par Mason, est basé sur l'utilisation de l'impédance électrique pour modéliser le comportement mécanique. Pour montrer le comportement électrique du transformateur piézoélectrique, le transformateur piézoélectrique vibrant en mode Radial est étudié. L'influence de la fréquence et la charge et les dimensions du transformateur ont été simulés. Les résultats de simulation pour une charge de $R_{charge}=10000\Omega$, montre bien que les caractéristiques de transformateur piézoélectrique varie en fonction de la fréquence; quant à la variation du gain avec la fréquence, il est à remarquer qu'une faible valeur de Q et c donne de meilleurs performances (gain élevé et bande passante plus large). L'efficacité diminue avec l'augmentation de la fréquence. Le gain atteint sa valeur maximale pour une charge de $2.5\text{ k}\Omega$ et l'efficacité augmente avec l'augmentation de la charge. Les meilleures performances sont obtenues pour un transformateur de rayon 8mm et de rapport de transformation 1.

CHAPITRE IV :

L'AMORTISSEMENT MULTIMODAL DES VIBRATIONS D'UNE PLAQUE A L'AIDE DE LA TECHNIQUE SSDI-MAX.

L'amortissement multimodal des vibrations d'une plaque à l'aide de la technique SSDI-Max.

Le contrôle vibratoire constitue un véritable enjeu scientifique et technologique dans un nombre croissant de domaines tels que l'automobile, le bâtiment, l'aéronautique, l'instrumentation, etc. Ces dernières années, plusieurs études ont montré l'intérêt des techniques d'amortissement des vibrations en utilisant des matériaux piézoélectriques dans ces domaines d'application. Parmi ces techniques d'amortissement des vibrations on cite la technique SSD (Synchronized Switch Damping), technique initialement développée par Richard et Guyomar. Parmi ces méthodes, SSDI (Synchronized Switch Damping on inductor) consiste à inverser la tension piézoélectrique chaque fois qu'il atteint un extremum. L'inversion de la tension est mise en œuvre par une brève décharge oscillante contrôlée par un commutateur électronique. Cette méthode n'est pas facilement adaptée à des excitations à large bande, qui sont pourtant le cas le plus courant dans les applications industrielles. Une façon de résoudre le problème multimodal est ce que l'on appelle le contrôle SSDI modal [97] développé par Harari. Le principe consiste à combiner les avantages des deux techniques d'amortissement de contrôle actif et semi-actif SSD. S'appuyant sur un modèle modal de la structure, cette méthode permet de contrôler un mode donné ciblé. Le principe se résume à la façon de générer la tension de l'élément piézoélectrique proche de la phase de la vitesse modale ciblée. Pour ce faire, la technique repose sur un filtre modal qui permet le calcul des coordonnées modales de la structure vibrante, et sur un dispositif de commutation SSDI synchronisé avec l'extremum de la coordonnée modale ciblée. Cependant, il a également été noté que la performance d'amortissement est une fonction de la tension d'élément piézoélectrique, et dans le cas où l'amplitude de mode ciblé est plus faible que les non-ciblés, l'amortissement obtenu peut être faible en raison du fait que la tension n'est pas optimale. Pour augmenter les performances de la technique, il est nécessaire d'augmenter autant que possible la tension de l'élément piézoélectrique auto-généré. Une amélioration du contrôle modal SSDI a été proposée par Richard [98], le but de cette technique appelée plus tard "SSDI-Max" consiste à utiliser une partie de l'énergie du mode non ciblé pour améliorer la tension de

l'élément piézoélectrique. L'inversion est prévue au maximum de la coordonnée modale cible, à moins que la tension est variable avec la pente correspondante à ce moment. Dans ce cas, la commutation se produit à l'extremum ultérieur local du signal de tension de l'élément piézoélectrique. Cette technique a été encore mise en œuvre par [99], où une histoire de loi de commutation pour les vibrations bimodale est présentée selon un observateur modale. Une tension accrue synchrone avec le premier mode est générée en utilisant l'énergie des vibrations du second mode.

L'objectif du travail

Ce chapitre présente une analyse des performances de la technique d'amortissement SSDI-Max appliquée au contrôle des vibrations d'une structure intelligente. Elle s'appuie sur des simulations, faites sous l'environnement Matlab-Simulink, en utilisant un modèle réaliste d'une structure de la plaque préalablement identifiée. Pour cette structure le coefficient de couplage des éléments piézoélectriques n'est pas optimal et très représentatif d'une structure d'application cible réelle. Par ailleurs, par rapport au cas de la poutre, les fréquences des modes sont assez proches les unes aux autres. La méthode proposée vise à maximiser l'amplitude de l'actionneur piézo-électrique par la définition d'un temps de commutation optimale en fonction du mode choisi ciblé. Un filtre modal est mis en place en utilisant un observateur modale afin de définir avec précision le moment où la coordonnée modale choisie est maximale. À partir de ce moment, un algorithme est mis en œuvre pour attendre l'extremum de tension suivante dans une fenêtre de temps donnée.

La modélisation de la structure intelligente ainsi que la structure de la plaque étudiée est d'abord décrite. Puis la définition et la mise en place de l'observateur modales sont examinées. En particulier, la sensibilité de l'observateur à la précision de l'identification modale est quantifiée dans le cas où la plaque est considérée comme bloquée. La stratégie SSDI-Max est ensuite exposée. Les performances de la méthode SSDI-Max pour le contrôle des modes simples ou multiples de la structure sont décrites dans le cas d'excitation sinusoïdale, de l'impulsion et de l'excitation au bruit blanc. Par la suite l'influence de la fenêtre de temps de retard utilisée est décrite à nouveau pour différents types d'excitation.

IV.1 Définition de la structure intelligente

IV.1.1 Modélisation de la structure intelligente

Les équations du comportement électromécanique d'une structure intelligente en utilisant l'hypothèse habituelle sont [97]:

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E\delta = -\alpha V + \beta F \quad (IV.1)$$

$$I = \alpha^t \dot{\delta} - C_0 \dot{V} \quad (IV.2)$$

Avec δ le vecteur de déplacement modal, m , c et k^E sont respectivement les matrices de la masse, de l'amortissement et de la rigidité quand les patches piézoélectriques sont en court-circuit. α est la matrice de couplage électromécanique, V est un vecteur de tension des patchs i piézo-électriques, I est le vecteur électrique actuel, et C_0 est la matrice diagonale de la capacitance. F est la force appliquée au système.

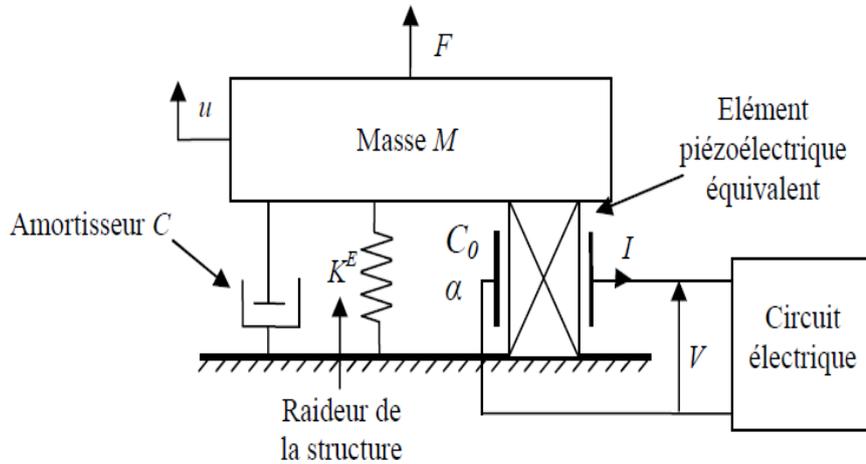


Figure IV.1- Modèle (*masse, ressort, amortisseur*) pour un seul mode et un seul élément piézoélectrique [7].

En utilisant le changement de la variable suivante, où ϕ est la matrice de la forme en mode limité aux modes n et q le vecteur déplacement modal:

$$\delta = \phi q \quad (IV.3)$$

Les équations (IV.1) et (IV.2) peuvent être bien représentée par projection dans la base modale par:

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

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

θ est la matrice de couplage électromécanique modale avec une taille $[n, i]$. θ est défini comme suit:

$$\theta = \phi^t \cdot \alpha \quad (\text{IV.6})$$

M , C , K^E sont respectivement les matrices modales de la masse, de l'amortissement et de la rigidité. La structure est supposée être peu amortie, avec un amortissement proportionnel aux modes découplés. L'équation (IV.4) est normalisée afin d'avoir la matrice de masse modale égale à l'identité. Les matrices modales peuvent être écrites comme une fonction du vecteur d'amortissement modal ξ , de ω^E le vecteur de la fréquence en court-circuit et de ω^D le vecteur de fréquence circuit ouvert comme suit:

$$M = I_d; C = 2 \text{diag}(\xi) \text{diag}(\omega^D); K^E = \text{diag}((\omega^E)^2) \quad (\text{IV.7})$$

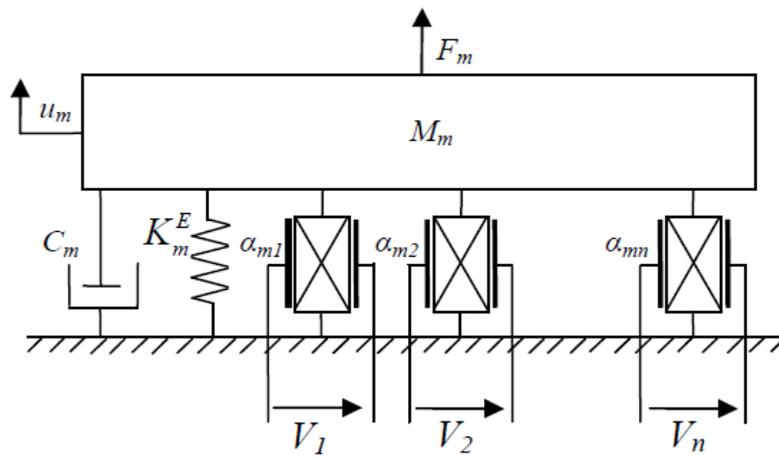


Figure IV.2: Modèle (*masse, ressort, amortisseur*) d'une structure munie de n inserts piézoélectrique pour un mode m [7].

En séparant les tensions des actionneurs et des capteurs nommés, respectivement, V_a et V_s , l'équation (IV.4) devient:

$$M \ddot{q} + C \dot{q} + K^E q = -\theta_a V_a - \theta_s V_s + \beta F \quad (\text{IV.8})$$

Dans le cas d'un circuit ouvert ou lorsque la tension capteur est surveillée par un amplificateur de tension, l'intensité du capteur est nulle, donc:

$$\theta_s^t q - C_{0s} V_s = 0 \quad (\text{IV.9})$$

Et en réintroduisant l'équation (IV.9) dans l'équation (IV.8):

$$M \ddot{q} + C \dot{q} + (K^E + \theta_s (C_{0s})^{-1} \theta_s^t) q = -\theta_a V_a + \beta F \quad (\text{IV.10})$$

Les systèmes linéaires (IV.10) et (IV.9) peuvent être écrits en état modal sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B u \\ y = C x \end{cases} \quad x = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

x étant le vecteur d'état, $u = [F, V_a]$ est le vecteur de contrôle, $y = [q, \dot{q}, V_s]$ est le vecteur de sortie, A, B, C sont les matrices d'état:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_d \\ -M^{-1}(K^E + \theta_s C_{0s}^{-1} \theta_s^t) & -M^{-1}C \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ +M^{-1}\beta & -M^{-1}\theta_a \end{bmatrix}, C = \begin{pmatrix} I_d & 0 \\ 0 & I_d \\ C_{0s}^{-1}\theta_s^t & 0 \end{pmatrix} \quad (IV.12)$$

v_a calculé par la relation suivante:

$$V_a = C_{0a}^{-1} \theta_a^t q \quad (IV.13)$$

C_{0a} est la matrice de la capacité de l'actionneur et C_{0s} est la matrice de la capacité des capteurs.

IV.1.2 Définition de la structure intelligente

La structure qui sera utilisée dans les simulations et les analyses suivantes est une plaque d'acier serrée équipée de quatre inserts piézoélectriques P188. Ses dimensions et les propriétés physiques sont données dans les tableaux IV.1 et IV.2. Cette plaque est fixée sur les quatre côtés. La figure IV.3 illustre cette plaque représentant un panneau de protection. Cette structure a été identifiée selon le modèle décrit précédemment. Le processus de mesure et d'identification des paramètres est décrit dans [7].

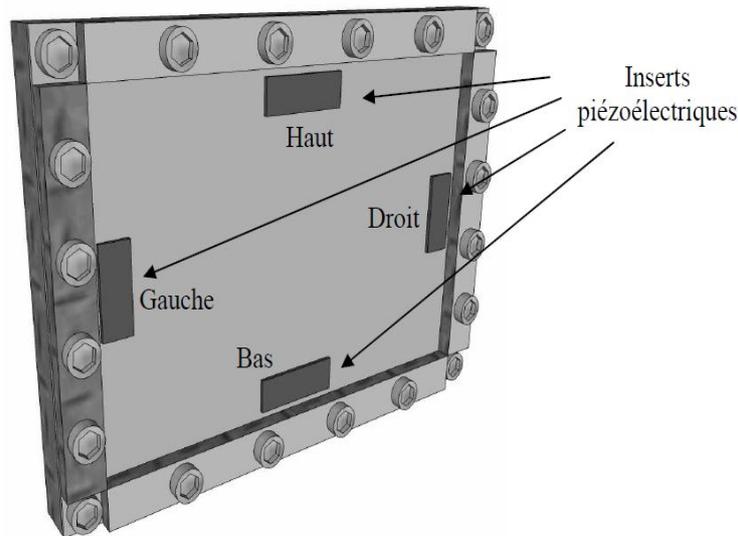


Figure IV.3: Structure du panneau de protection simulé. La plaque est fixée sur les quatre côtés. A chaque côté, quatre élément piézo-électrique de dimensions 12cm x 4cm et 600µm d'épaisseur [7].

Langueur	0.6 m
Largeur	0.4 m
Epaisseur	1 mm
Module de Young	210 GPa
Facteur de Poisson	0.345
Densité	7500 Kg/m ³

Tableau IV.1: Caractéristiques de la plaque [7].

Propriétés	Symbole	Valeur
Densité	ρ	7650 Kg/m ³
Compliances court-circuit	s_{11}^E	10,66 .10 ⁻¹² Pa ⁻¹
	s_{12}^E	-3,34 .10 ⁻¹² Pa ⁻¹
	s_{13}^E	-4,52 .10 ⁻¹² Pa ⁻¹
	s_{33}^E	13,25 .10 ⁻¹² Pa ⁻¹
Permittivité	ϵ_{33}^T	10,17 nF.m ⁻¹
coefficient piézoélectrique	d_{13}	-108 pC.N ⁻¹

Tableau IV.2: Caractéristiques des inserts piézoélectriques PZT P189 [7].

Le tableau IV.3 résume les fréquences des quatre modes pris en compte dans le modèle. En raison de la position des éléments piézo-électriques, et selon les conditions de symétrie, seuls les modes symétriques sont efficacement couplés. En conséquence, sur la partie inférieure du spectre des fréquences, seuls quelques modes sont significativement associées, ce qui signifie qu'ils peuvent être ciblés de manière efficace par le contrôle proposée si les patches sont utilisés comme actionneurs, cela signifie également que seuls ces modes peuvent produire une réponse significative si les patches sont utilisés comme capteurs. Ce sont ces modes qui sont pris en compte par le modèle utilisé dans les simulations.

Modes	Fréquence
Mode 1	96 Hz
Mode 2	175 Hz
Mode 3	204 Hz
Mode 4	228 Hz

Tableau IV.3 : Les fréquences des quatre modes de simulation de la plaque embarquée [7].

IV.2 Le contrôle SSDI-Max

IV.2.1 Le contrôle SSDI Modal

La technique de contrôle SSDI ne peut pas être utilisée en cas d'excitation à large bande. Dans ce cas le résultat est très médiocre en raison de nombreuses inversions de tension ayant des amplitudes trop petites. En effet, dans ce cas de nombreux extrema apparaissent sur le signal de tension actionneur (Figure IV.4) à cause de la superposition d'ondes modales. Donc, si la reconstruction des participations modal est possible, l'inversion de tension peut être contrôlée par les extrema du déplacement modal [97] comme le cas par exemple de q_1 le déplacement modal du mode 1, comme le montre la figure IV.4. Comme l'inversion est appliquée sur la tension actionneur contenant tous les modes, l'inversion influence statistiquement beaucoup plus le mode 1 et quelques autres.

Bien sûr, le contrôle de l'inversion n'est alors possible que si le déplacement modal est disponible.

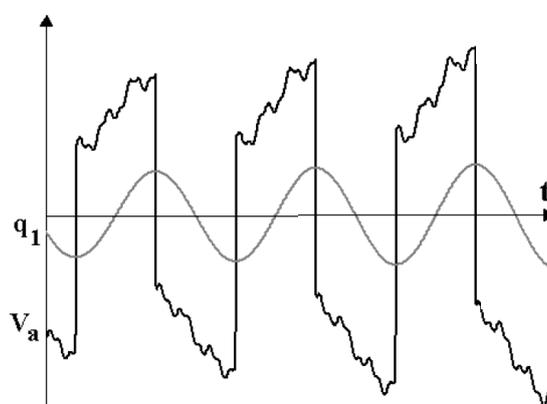


Figure IV.4: Les formes d'onde de tension typique, où V_a est la tension d'actionneur piézoélectrique et q_1 est le première déplacement modal correspondant [97].

IV.2.2 Observateur modal

a) Principe et architecture de contrôle global

La cible de déplacement modal q_i ne peut être directement contrôlée par aucun type de capteur direct. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour obtenir ce déplacement par un ensemble de capteurs appropriés. La technique utilisée ici est basée sur l'utilisation d'un observateur [82] qui est conçu en utilisant un modèle modal de la structure. La Figure IV.5 est un schéma de la boucle de contrôle global. Sur le côté supérieur, le système réel comprend la structure elle-même, qui peut être représenté par une équation d'espace d'état. Il est excité par une force extérieure et contrôlé par la tension de l'actionneur. Le mouvement de la structure peut être représenté par le vecteur d'espace d'état composé des déplacements modaux et des

coordonnés de la vitesse modale. Par ailleurs, les nombreux actionneurs et capteurs piézo-électriques sont installés sur la structure. Les tensions en circuit ouvert V_s des capteurs peuvent être utilisées pour la surveillance de l'état de la structure. La tension V_a développée sur l'élément piézoélectrique utilisé comme actionneur de commande est traitée selon la technique habituelle des SSDI. Selon le traitement non linéaire SSDI, cette tension est une image non-linéaire de la tension en circuit ouvert V_{a-OC} . Les non-linéarités sont dues à des inversions locales synchronisées avec les extremas de coordonnée modale q_i ciblée.

Sur la face inférieure, il ya le contrôle de la boucle observation. Le but de cette boucle est de dériver à partir des tensions de mesure de V_s , la bonne coordonnée modale de q_i permettant de déclencher le dispositif de commutation. Cette boucle d'observation est basée sur un observateur, qui estime à la fois le vecteur d'espace d'état et les tensions de mesure du capteur.

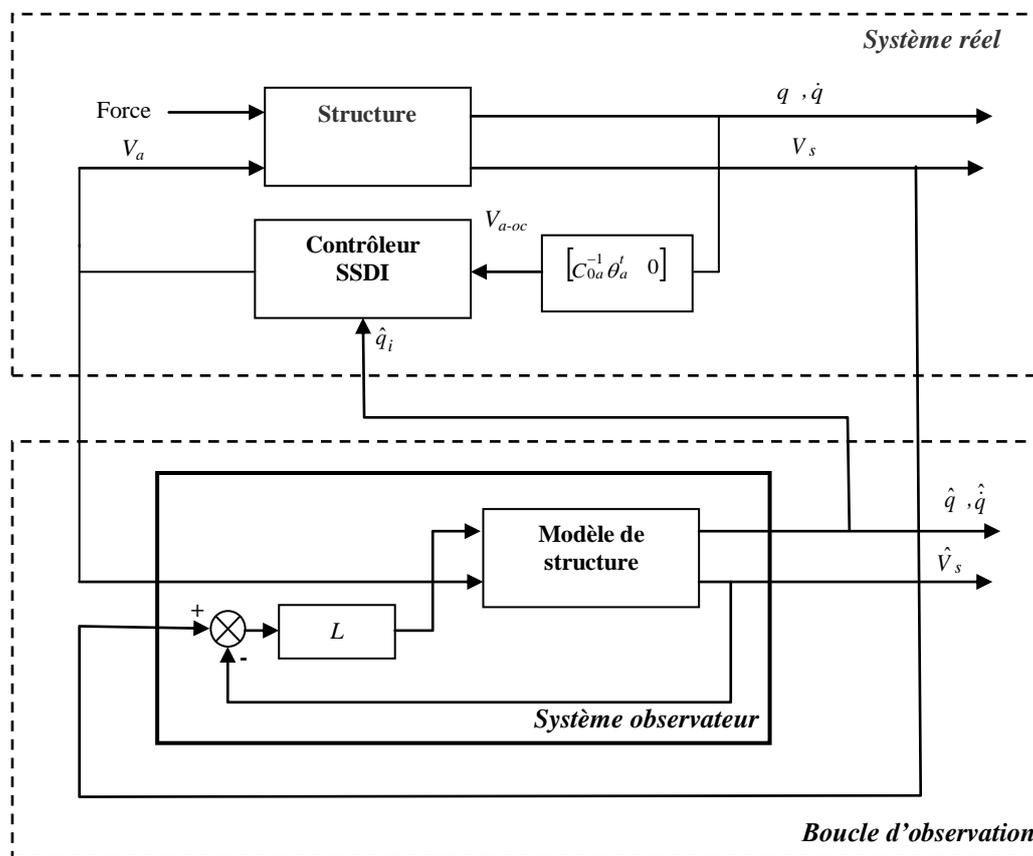


Figure IV.5: Architecture de contrôle SSDI modal.

L'observateur se compose d'un gain de boucle de retour L et du modèle de l'espace d'état de la structure. L'état modal est estimé et corrigé en raison de la convergence, plus ou moins

rapide en fonction du gain L , entre les sorties mesurées et estimées V_s et selon l'équation de contrôle en boucle fermée:

$$\hat{\dot{x}} = A\hat{x} + BV_a - L(\hat{V}_s - V_s) \tag{IV.14}$$

Les représentations d'état de la structure et le système observateur sont donnés dans le Tableau IV.4. La matrice du gain L doit être choisie de sorte que l'erreur sur l'état est globalement stable et disparaît de façon exponentielle avec une grande dynamique, plus rapide que la structure elle-même. Pour calculer ce gain de l'observateur, deux méthodes ont été expérimentées: placement de pôles et la technique LQG. La mise en œuvre est décrite ci-dessous.

Structure intelligente	Système observateur
$A = \begin{bmatrix} 0 & I_d \\ -M^{-1}(K^E + \theta_s C_{0s}^{-1} \theta_s') & -M^{-1}C \end{bmatrix}$	$A_{obs} = A - L \begin{bmatrix} C_{0s}^{-1} \theta_s' & 0 \end{bmatrix}$
$B = \begin{bmatrix} 0 \\ +M^{-1}\beta & -M^{-1}\theta_a \end{bmatrix}$	$B_{obs} = \begin{bmatrix} 0 & L \\ -M^{-1}\theta_a & \end{bmatrix}$
$C = \begin{pmatrix} I_d & 0 \\ 0 & I_d \\ C_{0s}^{-1} \theta_s' & 0 \end{pmatrix}$	$C_{obs} = C$
$D = 0$	$D_{obs} = 0$

Tableau IV.4 : La représentation d'état des systèmes de structure et d'observateur.

b) La méthode de placement de pôles

La synthèse de gain d'observateur L suit un processus en trois étapes [100]:

1. Le polynôme caractéristique de la structure en boucle fermée est d'abord calculé.

$$a(p) = \det(pI_d - A) = p^{2n} + \sum_{i=0}^{2n-1} a_i p^i \tag{IV.15}$$

Où $2n$ est l'ordre du système et il ya $2n$ pôles de la structure qui sont les solutions de l'équation caractéristique: $a(p) = 0$.

2. De la même manière, le système d'observation peut être représenté par un polynôme caractéristique, et les pôles du système d'observation sont donc les solutions de l'équation caractéristique:

$$\hat{a}(p) = \det(pI_d - (A-LC)) = p^{2n} + \sum_{i=0}^{2n-1} \hat{a}_i p^i = 0 \quad (IV.16)$$

3. Enfin, le gain de l'observateur L est dérivé de l'équation (IV.16), selon un ensemble de pôles imposée donné. La solution de cette équation qui n'est pas trivial est mise en œuvre sous environnement MATLAB/SimulinkTM fonction de «Laplace» [101], qui sont la matrice des opérandes A et C ainsi que les pôles choisis arbitrairement fixés.

Les performances dynamiques de l'observateur sont naturellement une conséquence de la ' caractéristique du polynôme choisi $\hat{a}(p)$, ou/et de l'emplacement des pôles correspondants.

Afin d'assurer un bon découplage entre le système de contrôle et l'observateur, les pôles en boucle fermée d'observation du système doivent être choisis afin d'aboutir à une réponse beaucoup plus rapide que le système. Dans le cas mis en œuvre, les pôles d'observateurs sont choisis cinq fois plus grands que les pôles du système, afin de permettre à l'observateur de converger cinq fois plus rapide que le système.

Cependant cette approche ignore l'effet de l'incertitude sur le modèle et la présence de bruit. Il pourrait rapidement devenir instable.

c) La méthode LQG

Le régulateur LQG se compose d'un contrôleur de retour d'état optimal et d'un estimateur d'état de Kalman. Ceci permet de préciser et de définir les compromis entre performances et régulation des efforts de contrôle tout en tenant compte à la fois de la perturbation du système et des bruits de mesure [102].

Étant donné l'équation d'état du système continue:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Hw, \\ y = Cx + v \end{cases} \quad (IV.17)$$

Où w et v représentent respectivement les perturbations et les bruits de mesure.

Ces bruits $w(t)$ et $v(t)$ sont des bruits gaussiens à moyenne nulle avec un spectre de puissance uniforme, défini comme suit:

$$S_w(\omega) = Q_N \quad ; \quad S_v(\omega) = R_N$$

Comme les bruits sont supposés être non corrélées, le spectre de puissance de corrélation croisée $S_{w,v}(\omega) = N_N = 0$.

L'erreur d'estimation e peut être définie par l'équation d'état:

$$\dot{e} = (A-LC)e + Hw - Lv. \quad (IV.18)$$

Définir la réponse optimale LQG consiste à trouver, la matrice de gain qui minimise la valeur asymptotique attendue de l'erreur d'estimation J_{LQG} :

$$J_{LQG} = \lim_{t \rightarrow \infty} E \left[\|e(t)\|^2 \right] \quad (IV.19)$$

Ce gain L est définie par:

$$L = P C^T R_N^{-1} \quad (IV.20)$$

Où P est la solution unique définie positive de l'équation algébrique de Riccati suivante:

$$AP + P A^T + H Q_N H^T - P C^T R_N^{-1} C P = 0 \quad (IV.21)$$

Le gain de l'observateur L a été pratiquement calculé suivant cette approche LQG en utilisant "Kalman" fonctionnant dans l'environnement MATLAB/Simulink™ [101].

Les opérandes de cette fonction sont la définition du système et les données de covariance du bruit.

Dans le cas de mis en œuvre, le système est défini par les matrices données dans le Tableau IV.4 et H est fixée à une matrice nulle. Différents choix de R_N , Q_N et N_N sont possibles. Par souci de simplicité N_N a été fixé à une matrice nulle (bruits non corrélés) tandis que Q_N et R_N ont été définis suite à un processus de tâtonnements pour assurer la convergence correcte. Selon cette méthode les matrices bruits utilisés sont:

$$Q_N = I_{\phi} \quad \text{et} \quad R_N = 0.00001 \times I_d.$$

d) Amélioration de l'architecture de l'observateur

La technique LQG ne garantit pas automatiquement les bonnes propriétés de robustesse. Afin d'assurer la stabilité du système adéquat et d'améliorer les performances globales, une solution habituelle est d'ajouter une boucle externe mettant en œuvre un régulateur PID, en raison de sa robustesse et sa simplicité, en attirant [103]:

- Une action proportionnelle qui est utilisée pour améliorer la vitesse du système en boucle fermé.
- Une action intégrée qui est utilisée pour améliorer la précision d'équilibre d'état.
- Une action dérivée qui assure une meilleure stabilité.

L'architecture proposée est illustrée sur la figure IV.6. La procédure choisie dans ce travail pour le réglage du régulateur PID est la technique bien connue de J. Ziegler G et N. Nicols B qui peut être trouvé dans [103]. En conséquence, afin de régler les paramètres PID, il est d'abord mis en place avec un gain variable K et aucune action intégrale ou dérivé et avec une entrée en échelon. Le gain K est augmenté jusqu'à un gain de K_u qui induit une réponse

oscillant avec une période de T_u . Le correcteur PID est alors réglé avec les paramètres suivants:

- $K_p = 0.6 K_u$
- $T_i = 0.5 T_u$
- $T_d = 0.125 T_u$.

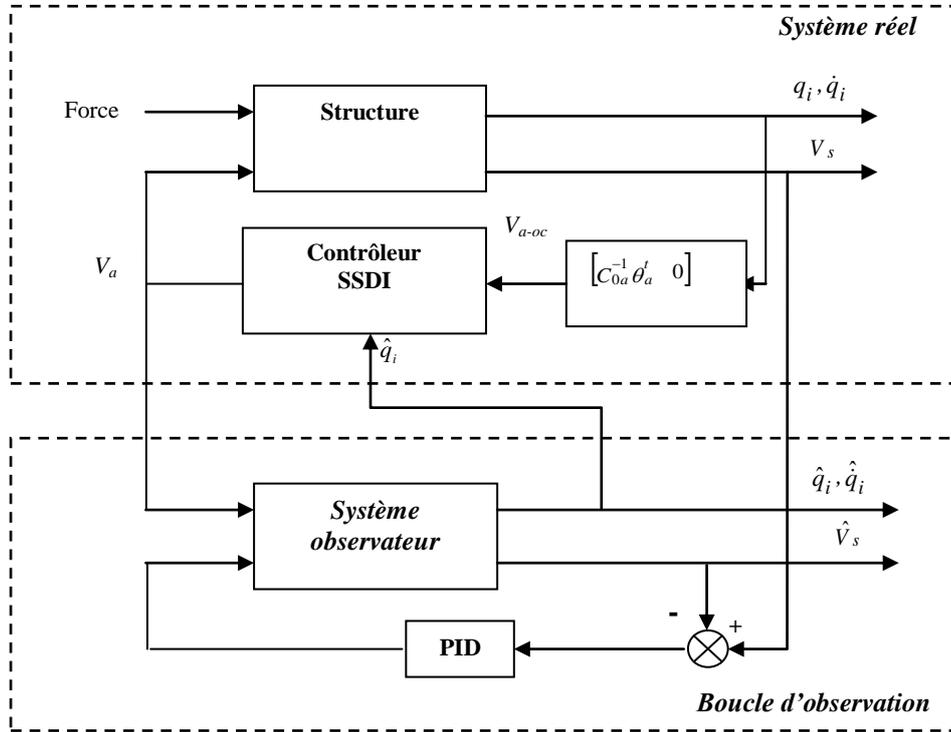


Figure IV.6: Boucle d'observation améliorée en utilisant un régulateur PID.

e) Les performances de l'observateur modal

Afin de comparer les performances de ces différentes approches, des simulations ont été réalisées utilisant les dessins d'observation proposée. Des simulations ont été faites avec le modèle de la structure présentée dans la section IV.2. L'excitation est une force carrée d'impulsion $50\mu s$ et une amplitude normalisée. Comme le modèle utilisé est linéaire, l'amplitude n'a pas vraiment d'impact physique.

Des simulations ont été faites en utilisant 3 patches comme capteurs et l'autre laissé en circuit ouvert. Par conséquent, aucun contrôle des vibrations n'est réalisé. Afin de comparer les différentes conceptions des observateurs, la structure et les estimations des coordonnées modales q sont comparés. La figure IV.7 illustre cette comparaison pour la conception d'observateur suivant la méthode de l'emplacement des pôles. La figure IV.8 montre la même

comparaison que dans le cas de la méthode LQG. Enfin, la figure IV.9 montre la même comparaison que pour la LQG+ stratégie PID et illustre une meilleure performance.

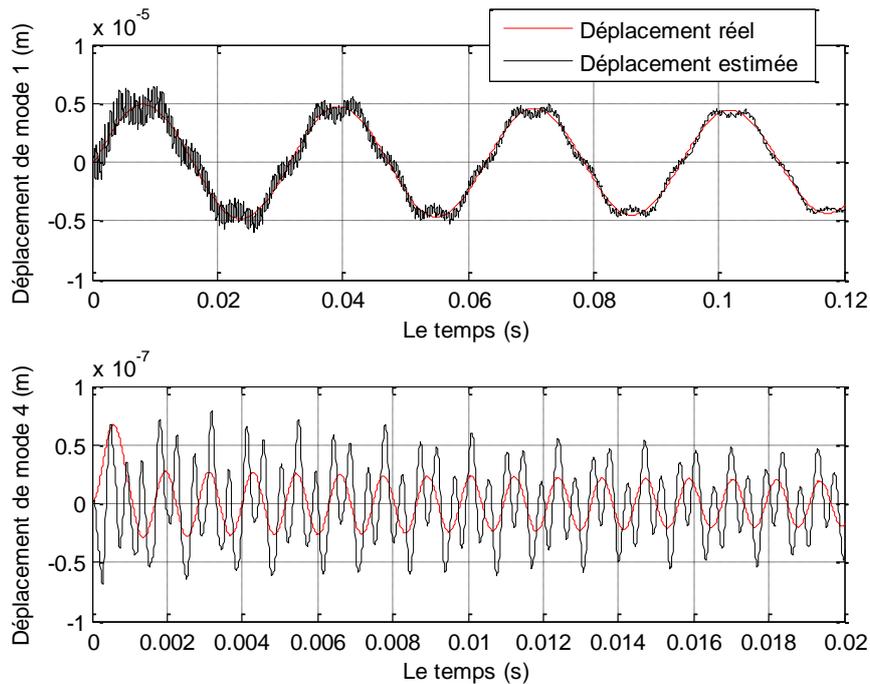


Figure IV.7: Coordonnée modale real et estimé pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) en utilisant la méthode de placement des pôles sans contrôle.

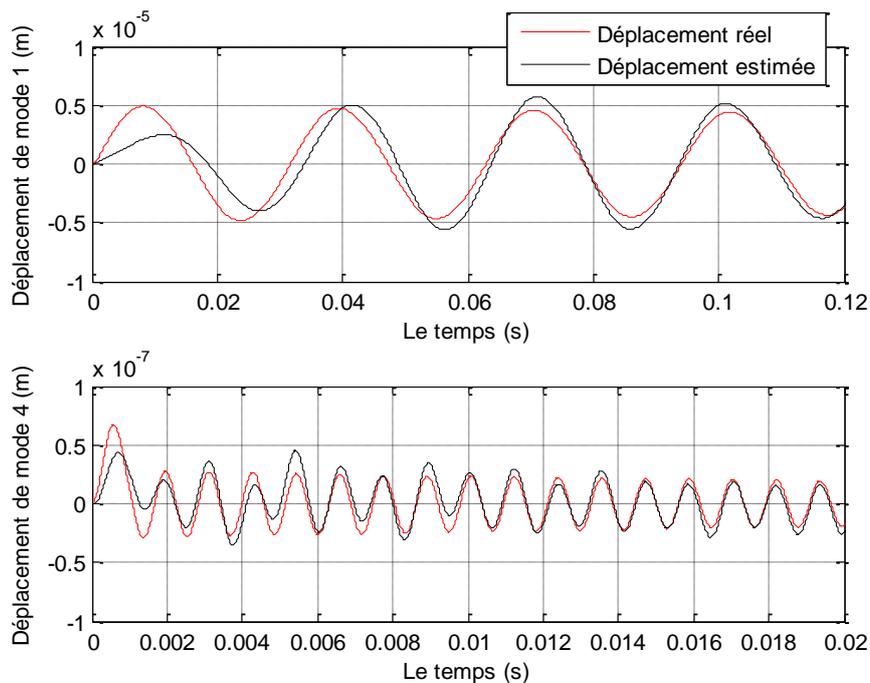


Figure IV.8: Coordonnée modale réelle et estimée pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) par la méthode LQG sans contrôle.

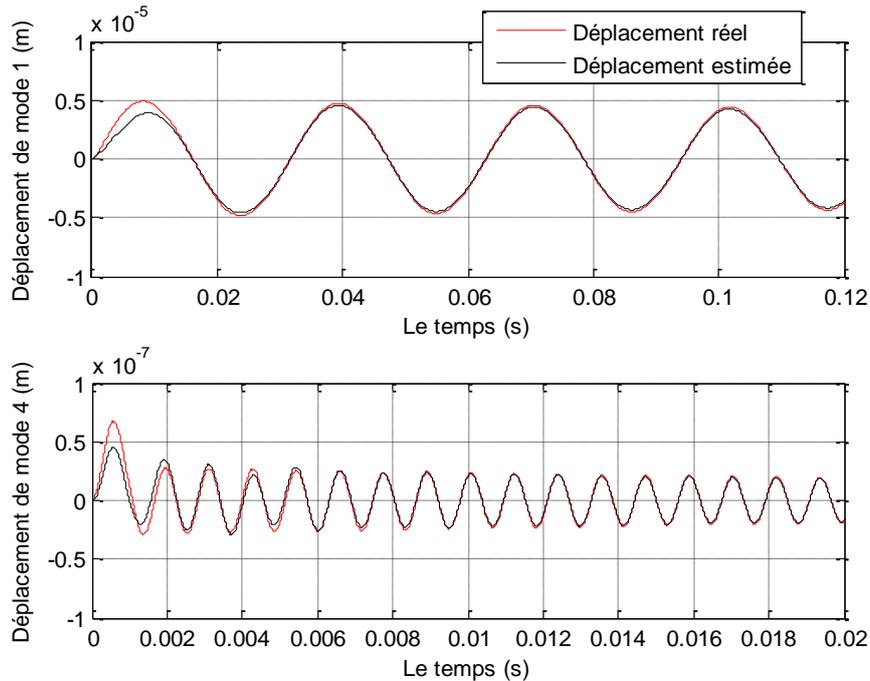


Figure IV.9: Coordonnée modale réelle et estimée pour le mode 1 (tracé supérieur) et le mode 4 (tracé inférieur) par la méthode LQG + PID sans contrôle.

Il est clair que l'architecture LQG + PID, offre une convergence rapide et précise sur les coordonnées modales différentes. L'emplacement de pôles a été très difficile à mettre en œuvre en raison d'un compromis difficile à atteindre entre la précision et la stabilité. Les résultats présentés sur la figure IV.7 sont les meilleurs possible à atteindre avec la procédure proposée, et le fort bruit à haute fréquence est clairement visible. Cependant l'observateur LQG est beaucoup plus stable et l'ajout de la boucle PID permet d'atteindre une meilleure précision. Les deux solutions sont intéressantes dans notre cas car il semble que même s'il y a encore une forte erreur classique d'amplitude avec LQG, l'erreur sur la phase (position de l'extremum) est faible, assurant ainsi une définition correcte de commutation temps.

Par ailleurs, afin de comparer les différentes performances de stratégie d'observation, nous avons évalué et comparé la sensibilité de l'observateur aux erreurs de modélisation. En effet, l'une des principales critiques qui peuvent être adressées à ce type de stratégie est le fait que la performance est très dépendante de la précision de l'identification du modèle. Par ailleurs, en raison de changements de l'environnement, la structure du comportement, et par conséquent les paramètres du modèle pourrait évoluer au cours du temps. Afin d'examiner ce point, les simulations ont été réalisées pour les trois conceptions observatrices précédentes, avec le modèle de structure différente dans le «système réel» et dans la «boucle d'observation". Le

modèle utilisé pour l'observateur est obtenu en multipliant chaque terme de la matrice d'état de structure intelligente A par un facteur aléatoire compris entre $1-P$ et $1+P$.

Pour chaque cas une erreur globale est calculée comme la valeur RMS de la différence entre les coordonnées modales réelles et estimées. Plus précisément, une erreur normalisée est calculée comme le rapport de cette erreur RMS pour la valeur RMS de la coordonnée modale réel. Les figures IV.10 et IV.11 illustrent la variation de ces erreurs d'estimation normalisée en fonction de P , l'erreur modèle.

Ces différentes parties montrent que la technique de placement de pôles est très sensible à la précision du modèle et un très léger glissement dans le modèle modal trompe fortement l'observateur. Inversement, les techniques LQG semblent être beaucoup plus ferme contre toute perte de précision du modèle puisque même une perte de précision de 20% est encore utilisable pour la conception d'un observateur approprié. Il est également remarquable, que même si l'erreur d'amplitude semble être en augmentation, la position du maximum reste acceptable (décalage de phase inférieure à 10% de la période) en fonction du la stratégie d'amortissement SSDI.

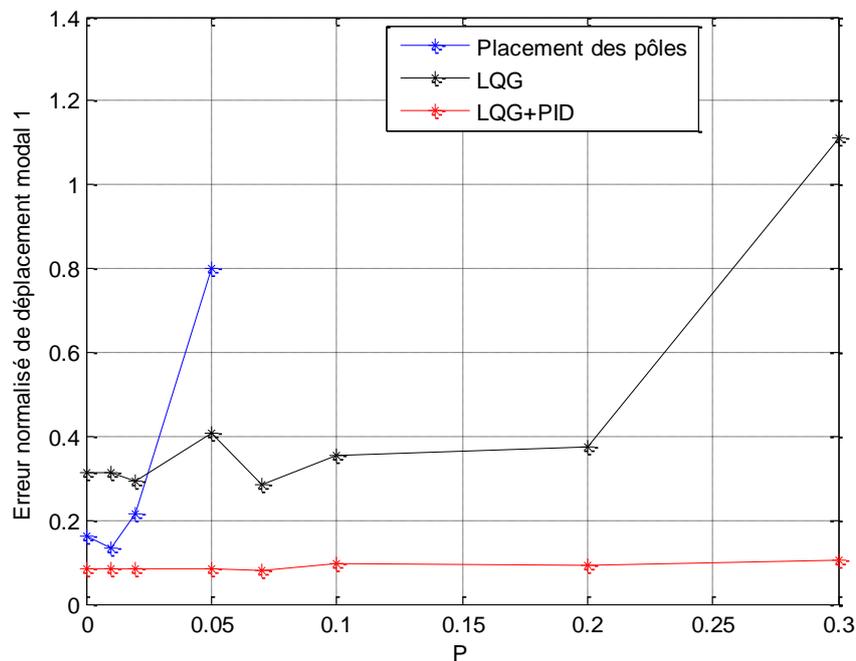


Figure IV.10: Erreur d'estimation normalisée pour coordonné modal 1, sans contrôle pour les trois observateurs proposés.

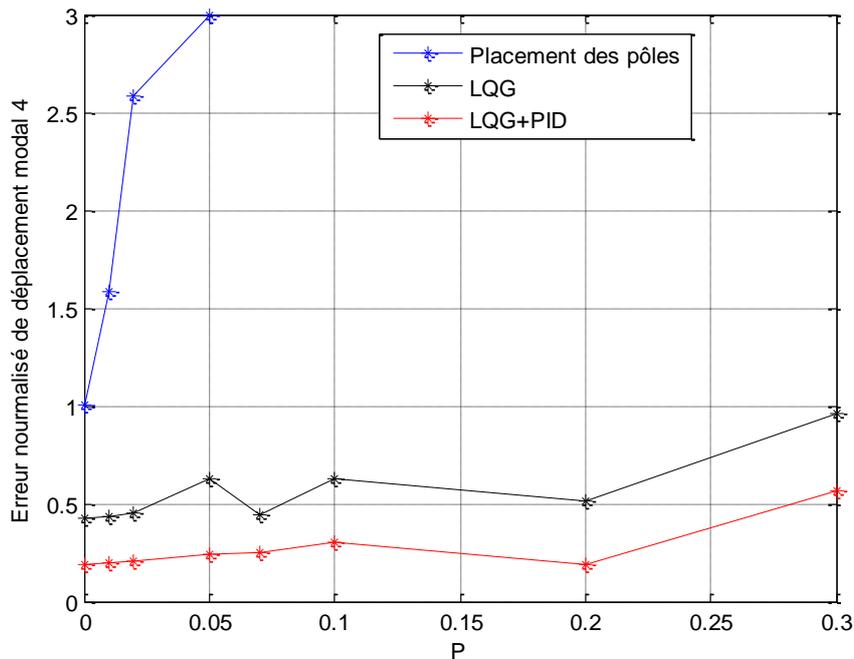


Figure IV.11: Erreur d'estimation normalisée pour coordonné modal 4, sans contrôle pour les trois observateurs proposés.

IV.2.3 Contrôle SSDI-Max modal

La mise en œuvre de la technique SSDI-Max est une alternative de contrôle SSDI modale qui augmente la croissance de la tension de l'actionneur piézo-électrique en V_a . La performance de l'amortissement est fortement dépendante de cette amplitude de tension. Le contrôle SSDI permet une croissance naturelle de cette tension en utilisant un effet cumulatif [98]. Toutefois, si cet effet cumulatif est affecté par un maximum local, l'augmentation de la tension n'est pas optimal. *C'est l'objectif de la technique modale SSDI-Max afin de corriger ce point.*

La stratégie de SSDI-Max modal en comparaison avec SSDI modal consiste à retarder l'instant passé à l'extremum de tension suivante immédiatement après l'extremum de coordonnée modale ciblée. L'interrupteur permet toujours l'inversion de la tension brève V_a .

Selon cette stratégie, l'inversion est déclenchée par une tension plus élevée, résultant en une amplification de l'effet cumulatif. Cependant, il pourrait impliquer d'important déphasage ajouté résultant d'une tension synchronisée avec le déplacement modale ciblé. Cela pourrait entraîner une dépréciation importante de l'amortissement. Afin de limiter cette désynchronisation, le retard est limité à une fenêtre de temps donnée. Ce processus est illustré sur la figure III.12 qui illustre schématiquement le gain réalisable dans l'amplitude de la tension lors de la modification de l'instant de commutation.

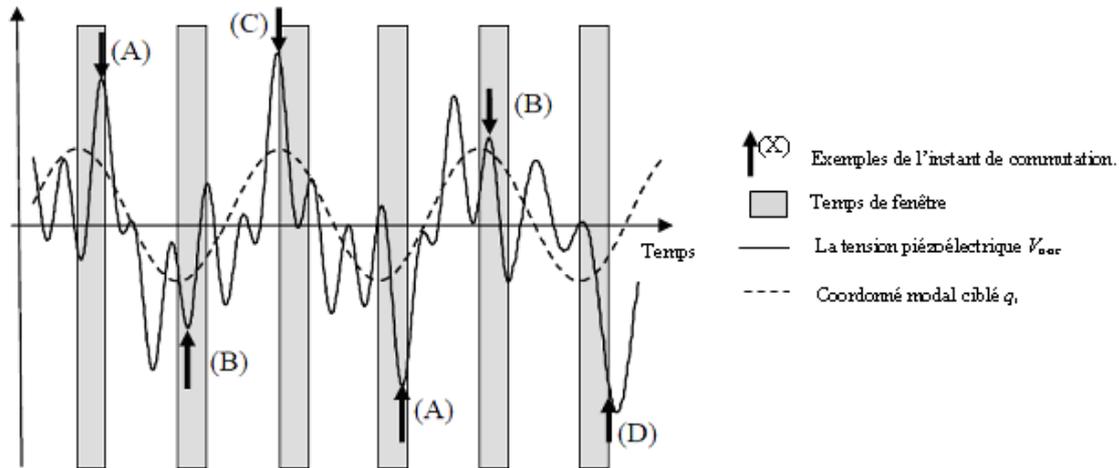


Figure IV.12: Illustration de la stratégie de SSDI-Max: la définition de l'instant commutateur selon les coordonnées modales ciblées, la tension d'actionneur piézoélectrique en circuit ouvert et le délai maximal autorisé.

La courbe en pointillée représente la coordonnée modale ciblée. D'habitude dans la technique SSDI modale l'interrupteur serait déclenché à chaque extremum. La courbe en trait continu représente la tension en circuit ouvert de l'actionneur V_{a-OC} . Il est clair qu'en raison de la teneur modale de la vibration, le maximum de la tension et le maximum de la coordonnée modale ciblée ne coïncident pas nécessairement. Notez que dans la figure IV.12, V_{a-OC} est représentée par souci de simplicité, mais il est clair que c'est la tension V_a commutée qui normalement doit être prise en compte. La zone grise de départ, après chaque extremum de coordonner modale, représente la limite de temps de fenêtre imposée. Enfin, les flèches indiquent l'instant de commutation effective définie suivant la stratégie proposée. L'exemple de commutation (A) illustre le fait que la commutation immédiate se traduirait par une tension de l'actionneur avec une phase erronée parce que la tension est négative lorsque la coordonnée modale est maximale positive. En attendant le prochain maximum positif il est donc nécessaire d'assurer à la fois la bonne phase et l'amplitude optimale. L'exemple de commutation (B) montre que même si le signe de tension est correct, l'attente de l'extremum suivant permet d'augmenter l'amplitude de tension. Si l'extremum de tension survient immédiatement avant l'extremum du coordonnée modale de comme illustré par (C), il convient ainsi de commuter immédiatement. L'exemple (D) illustre le fait que si aucun extremum de tension ayant le bon signe n'est situé dans le temps maximum autorisé, la commutation doit se produire à la fin de la fenêtre de temps pour limiter le décalage de tension résultant de la phase. Enfin, cette procédure peut être considérée comme un moyen à

utiliser l'énergie modale des autres modes pour augmenter la tension consacrée au contrôle du mode ciblé.

IV.2.3.1 Algorithme de la méthode SSDI-Max

Cette méthodologie peut être résumée par l'algorithme suivant: Quand un maximum de déplacement modal apparaît la fenêtre de temps de prescription commence. Puis les signes de la tension V_a et ses dérivés sont considérés lors de la fenêtre:

- 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 de temps.
- Si la tension est négative, le système attend l'une des conditions ci-dessus.
- Si aucun changement n'est survenu à la fin de la fenêtre de temps n'est atteint, la commutation est déclenchée.

Cet algorithme est antisymétrique si un déplacement modal minimum est atteint.

IV.2.3.2 Modélisation de l'algorithme SSDI-Max

Pour que l'algorithme SSDI-Max puisse fonctionner en temps réel, une table de vérité a été utilisée sous environnement MATLAB/Simulink.

La table de vérité permet de calculer les états logiques de sortie A en fonction des états logiques des entrées. Les variables d'entrée et de sortie ont été codées en binaire. Ce code présente l'avantage de nécessiter une puissance de calcul très faible.

Les variables utilisées sont les suivantes :

- Le signe de déplacement modal du mode ciblé à l'instant t notée q_{sign} .
- Le signe de la tension aux bornes de l'actionneur à l'instant t notée V_{sign} .
- La pente de la tension aux bornes de l'actionneur à l'instant t notée V_{pente} .
- Une variable permettant de savoir si on est à l'intérieur de la fenêtre temporelle ou à l'extérieur.

La variable A indique l'état que la tension attend que le délai max est atteint ou la tension commute directement.

Variable utilisée	Notation	Signification
Signe de déplacement	q_{sign}	1 : le déplacement modal est positif. 0 : le déplacement modal est négatif
Signe de la tension	V_{sign}	1 : la tension est positive 0 : la tension est négative
La pente de la tension	V_{pente}	1 : la tension augmente. 0 : la tension diminue.
La fenêtre temporelle	T	1 : à l'intérieur de la fenêtre. 0 : à l'extérieur de la fenêtre.
Variable indique les états que la tension attend le délai max atteint (c.-à-d. la fenêtre T passe de 1 à 0).	A	1 : lorsque la tension attend le délai max atteint. 0 : Switch immédiatement.

Tableau IV.5 : Signification des variables utilisées.

q_{sign}	V_{sign}	V_{pente}	A
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Tableau IV.6 : Table logique.

On commute lorsque :

- Lorsque $A = 0$ et T passe de 0 à 1.
- Lorsque $A = 1$ et T passe de 1 à 0.
- Lorsque $T = 1$ et A passe de 1 à 0.

IV.2.4 Analyse énergétique

L'énergie E au temps t est composée de l'énergie cinétique, de l'énergie potentielle, des pertes mécaniques et de l'énergie de couplage. Ce dernier type d'énergie correspond pour chacun des modes à la part de l'énergie mécanique qui est convertie en énergie électrique [2].

$$E = \left[\frac{1}{2} M \dot{q} \right]_0^t + \left[\frac{1}{2} K^E q^2 \right]_0^t + \int_0^t C \dot{q}^2 dt + \int_0^t \theta V \dot{q} dt \tag{IV.22}$$

Energie cinétique	$\frac{1}{2} M \dot{q}^2$
Energie potentielle élastique	$\frac{1}{2} K^E q^2$
Pertes visqueuses	$\int C \dot{q}^2 dt$
Energie transférée	$\int \theta V \dot{q} dt$

Tableau IV.7: Termes énergétiques [2]

Comparées à l'énergie potentielle et cinétique, les pertes modales mécaniques et l'énergie de couplage sont faibles et peuvent être négligées. Par conséquent l'énergie modale à l'instant t peut se calculer de la façon suivante :

$$E = \left[\frac{1}{2} M \dot{q} \right]_0^t + \left[\frac{1}{2} K^E q^2 \right]_0^t \tag{IV.23}$$

Le calcul des énergies modales se fait en temps réel à partir des matrices modales mécaniques de masse et de raideur ainsi que des déplacements modaux et des vitesses modales.

IV.3 Simulation

Les simulations sont effectuées en utilisant l'environnement Matlab/SimulinkTM. Le coefficient d'inversion γ est fixé à 0,7 qui est une valeur réaliste [77]. La première étape dans la validation SSDI-Max est le contrôle d'un seul mode de la structure. Ce mode de contrôle unique est considérée avec différents types d'excitation multimodale: multi-sinusoïdal d'excitation ou d'excitation à large bande avec une impulsion ou un bruit blanc. La deuxième étape du protocole de validation consiste au contrôle des quatre modes excités simultanément avec une impulsion ou avec du bruit blanc. L'effet de la fenêtre de temps sur le rendement de la technique SSDI-Max est établi dans la section IV.4.3.

IV.3.1 Contrôle d'un seule mode

La configuration simulée ici est très similaire à celle décrite dans la section IV.4. Un seul élément piézo-électrique est utilisé comme actionneur (celui de gauche selon la figure IV.3). Les trois autres sont utilisés comme capteurs pour alimenter l'observateur. La stratégie SSDI-Max consiste à cibler le mode 1.

a) Excitation sinusoïdale

Dans ce cas, l'excitation est composée de la somme de quatre signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont celles des quatre modes de la structure. L'intérêt de ce type d'excitation repose sur le fait qu'il est possible d'ajuster l'énergie associée avec le contenu de divers modes de vibration.

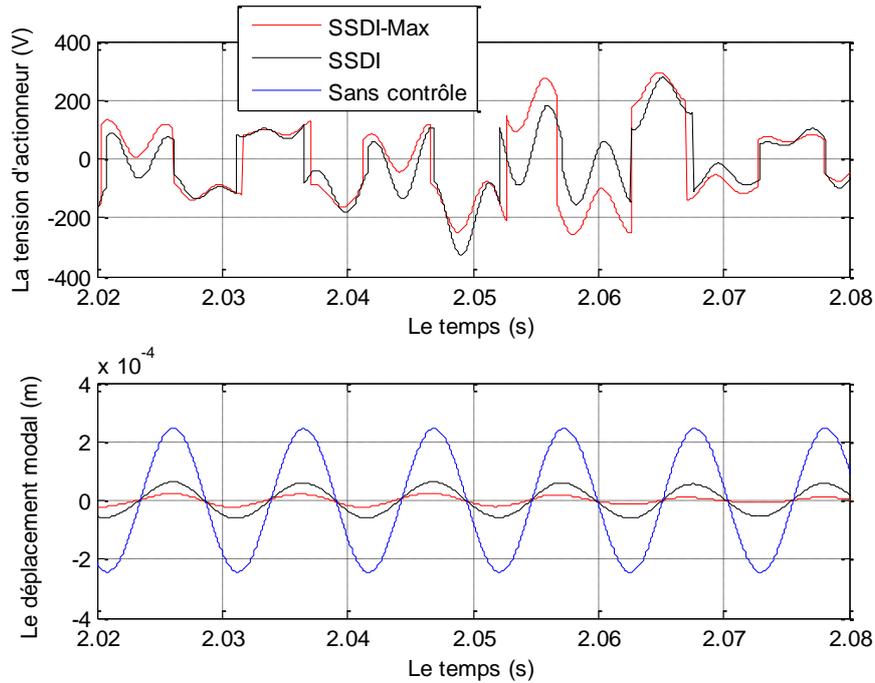


Figure IV.13: Déplacement modale (tracé inférieur) et la tension d'actionneur piézoélectrique (tracé supérieur) pour le contrôle d'un seul mode (mode 1) et dans le cas d'excitation multi-sinusoidal. Le rapport de l'énergie de mode contrôlé à l'énergie vibratoire de structure est

$$E_1/E_2 = -3,8 \text{ dB.}$$

La figure IV.13 (tracé supérieur) illustre la montée en tension générée, une légère variation du moment de l'inversion (fenêtre de temps est 1/10 de la période de premier mode) peut conduire à un changement significatif dans la tension de contrôle responsable de l'atténuation. Il est à noter que ce changement a entraîné une réduction beaucoup plus importante du mode cible (tracé inférieur).

Comme il est possible d'ajuster le poids de l'énergie du mode ciblé relativement aux autres modes de la structure, les différents cas ont été étudiés, tout en modifiant le niveau relatif de l'excitation des quatre modes. Dans chaque cas, l'énergie E_1 du mode 1 est calculée (énergie cinétique et élastiques sont obtenues à partir des matrices de la masse et la rigidité comme vecteur d'état). De la même manière E_2 est la somme des énergies des trois autres modes de la structure. La figure IV.14 montre la valeur RMS de la coordonnée modale ciblée, avec des modes de contrôle SSDI (ligne bleu) ou de contrôle SSDI-Max modal (courbe rouge), en fonction du ratio de l'énergie E_1/E_2 .

Il semble que lorsque le mode 1 de l'énergie est prédominant, les résultats d'amélioration apportés par la technique SSDI-Max sont faibles car il y a très peu d'énergie transférée de

l'autre mode (soit une croissance de tension faible). Inversement, lorsque l'énergie en mode ciblé et l'énergie restante sont similaires, il ya une augmentation de la tension résultant de l'amortissement amélioré. Il est clairement visible pour le ratio d'énergie comprise entre 0 et -20 dB que l'amortissement est renforcé par ce processus de contrôle de transfert de l'énergie. Enfin, lorsque l'énergie du mode ciblé est trop faible que l'observateur a du mal à reconstruire le déplacement modal q_1 , il est fortement contaminé par d'autres. Si ce ratio diminue trop, le mode 1 peut être encore amplifié.

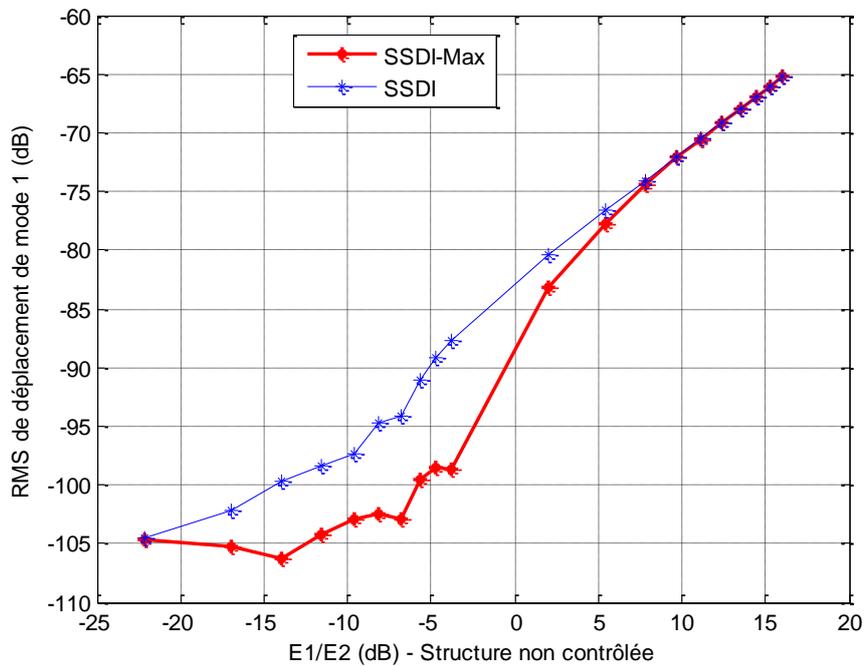


Figure IV.14: Le RMS de déplacements modal q_1 selon le ratio des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale des quatre modes, le mode 1 ciblé par le contrôle modale SSDI et SSDI-Max.

b) Excitation par impulsion

L'excitation est une force d'impulsion carrée de période $50\mu\text{s}$ avec une amplitude normalisée. Ce signal est appliqué sur la structure d'espace d'état de l'entrée du schéma bloc représenté sur la figure IV.6.

La figure IV.15 illustre les résultats de simulation dans le domaine temporel dans le cas du mode 1 ciblé par le contrôle. Une forte amélioration de l'amortissement en utilisant SSDI-max est clairement visible. L'amélioration de la montée en tension est illustrée sur la figure IV.16. Celle-ci montre que de faibles décalages des instants de commutation résultant dans l'amplification de la tension de commande auto-générée. Ce résultat est remarquable puisque la référence qui correspond à la structure contrôlée à l'aide modale SSDI est déjà bien amortie.

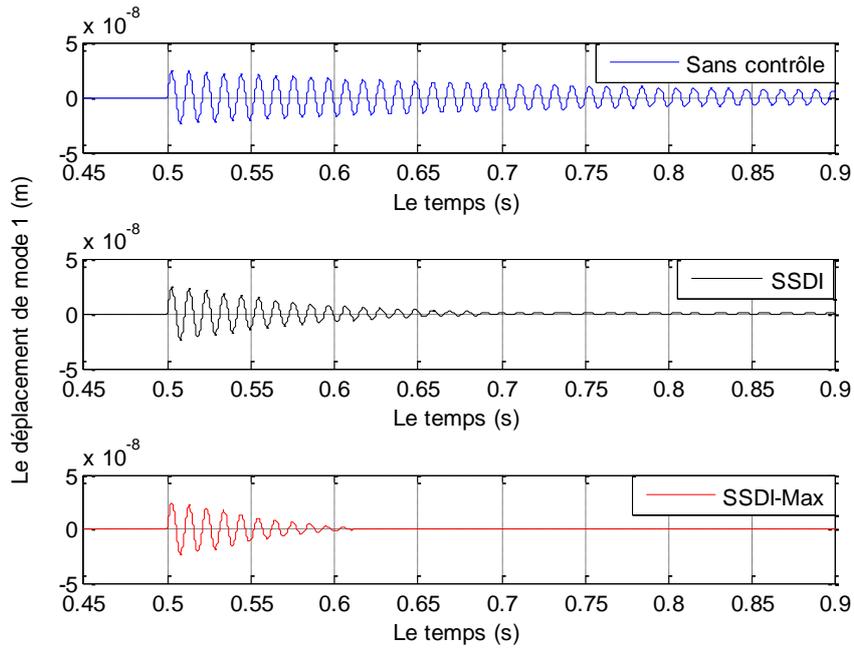


Figure IV.15: Simulation du déplacement du mode 1, excitation d'impulsion dans le cas du mode 1 ciblé par le contrôle.

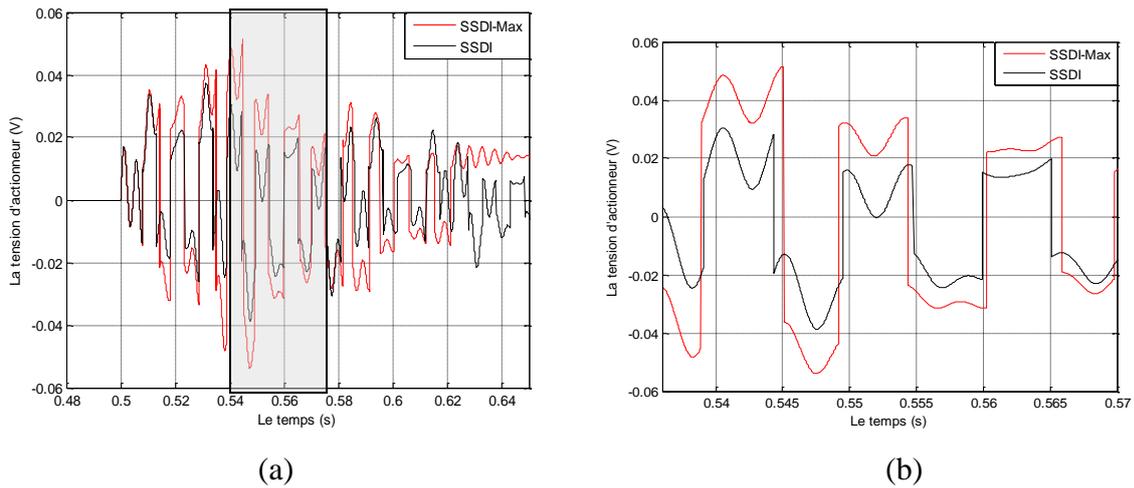


Figure IV.16: (a) Simulation de la tension d'actionneur avec une excitation par impulsion dans le cas du mode 1 ciblé par le contrôle. (b) vue agrandie de la région à fond gris.

c) Excitation de bruit blanc

Dans ce cas, le modèle de la plaque est excité par un bruit blanc d'amplitude normalisée appliquée sur la structure d'espace d'état de l'entrée schéma bloc représenté sur la figure

IV.5. Avec une telle impulsion, ce type d'excitation à large bande résulte de l'énergie de vibration partagée sur tous les quatre modes du modèle considéré.

La figure IV.17 montre une comparaison des performances d'amortissement de SSDI modale et SSDI-Max modale. Il montre une représentation dans une fenêtre de temps de simulation de 3s (relativement lent). La courbe inférieure présente la coordonnée modale du mode 1 qui est ciblé par le contrôle. La partie supérieure illustre la tension d'actionneur. Encore une fois, il est nettement visible qu'un léger décalage dans l'instant de commutation conduit à une amplitude de la tension d'actionneur beaucoup plus améliorée, entraînant ainsi un amortissement plus efficace.

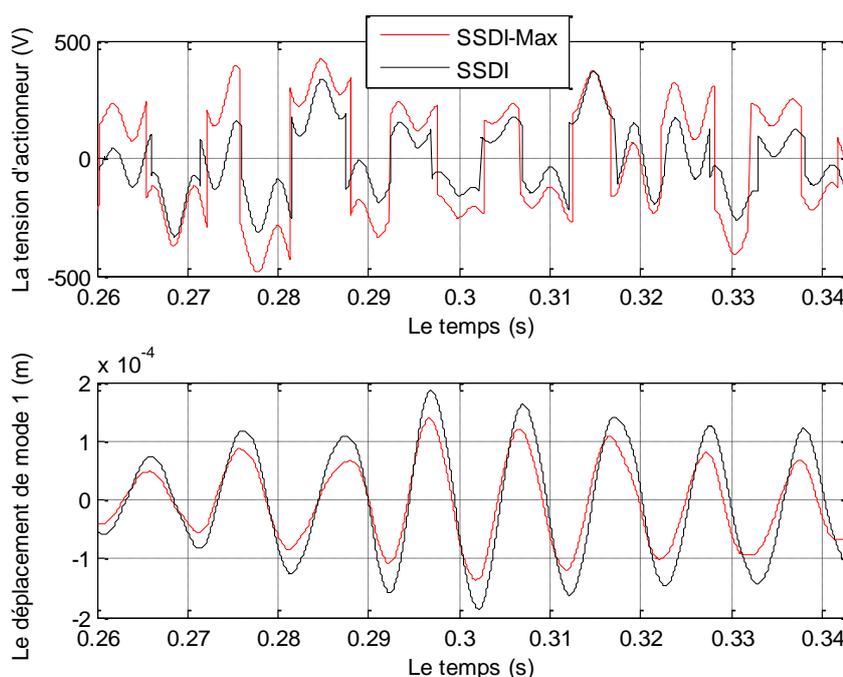


Figure IV.17: Le déplacement modal et la tension aux bornes de l'actionneur lorsque le mode 1 est ciblé par le contrôle.

IV.3.2 Contrôle de quatre modes simultanément

Dans la configuration de simulation considérée ici, les 4 patches piézoélectriques installés sur la plaque sont utilisés comme actionneur. Chaque actionneur est consacré à la commande d'un mode donné, en utilisant soit le mode SSDI ou le mode SSDI-Max. Dans le cas de la simulation proposée, l'observateur n'est pas utilisé car il n'y a pas de patches piézoélectriques restant à être utilisé comme capteur. Les coordonnées modales pour cibler les différents modes sont obtenues directement à partir du vecteur d'état de la structure. Même si la configuration complète n'est pas démontrée, ces simulations permettent l'amortissement

total qui peut être obtenu en utilisant SSDI-Max modale par rapport à SSDI modale dans ce cas de configuration strictement multimodale.

Les figures IV.18 et IV.19 montrent le spectre de déplacement du centre de la plaque dans le cas d'une excitation d'impulsion ou d'excitation d'un bruit blanc respectivement. Les excitations d'impulsions et de bruit sont les mêmes que ceux utilisés dans la section IV.4.1. Le spectre est calculé à partir d'un temps de simulation de durée 3s. La stratégie proposée semble être efficace pour le contrôle simultané des 4 modes de la structure. L'amélioration de l'amortissement est également remarquable par rapport au mode SSDI.

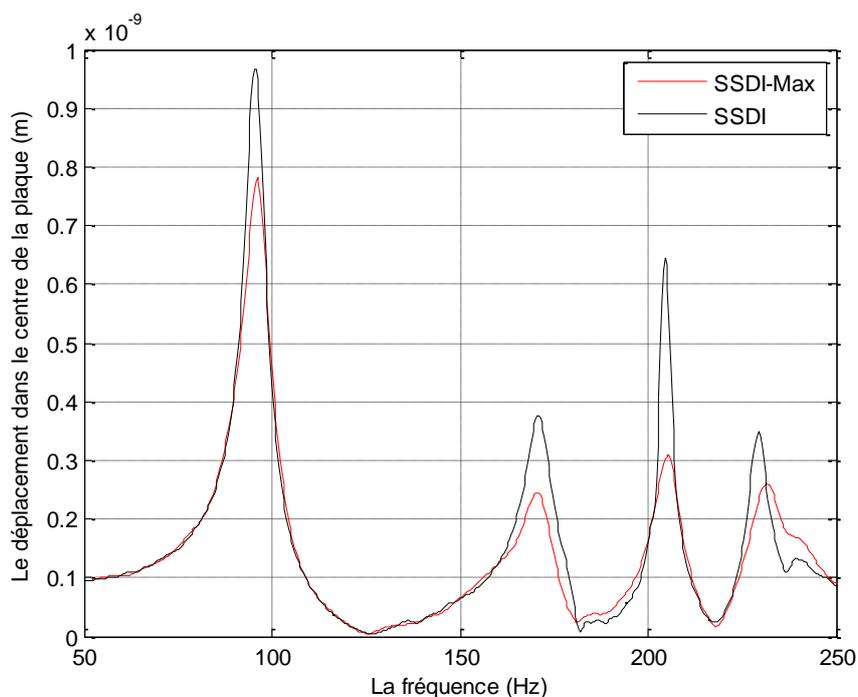


Figure IV.18: Déplacement du centre de la plaque concernant le contrôle de quatre modes dans le cas d'excitation par impulsion.

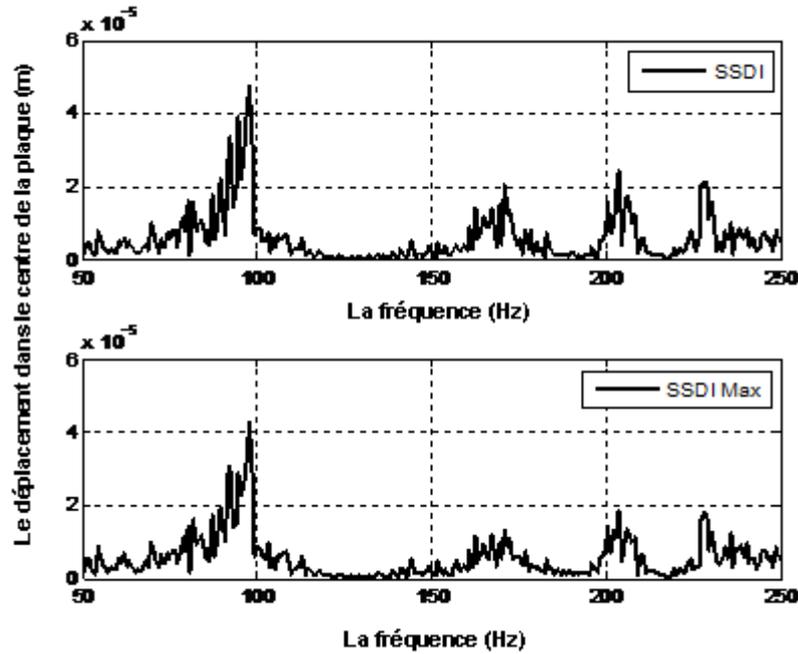


Figure IV.19: Déplacement du centre de la plaque; contrôle de quatre modes dans le cas d'une excitation par bruit blanc. Comparaison des stratégies SSDI modal (tracé supérieur) et SSDI-Max (tracé inférieur).

IV.3.3 Influence de la fenêtre de temps sur la performance des SSDI-Max

Selon la stratégie SSDI-Max décrite dans la section IV.3, la fenêtre de temps, qui est utilisé pour limiter le décalage de temps possible avant la commutation, est un paramètre très important et critique. Si elle est trop petite, la tension n'aura pas la possibilité d'augmenter et aucune amélioration significative ne sera observée. Si elle est trop longue, il ya un risque de désynchronisation de la tension d'actionneur avec la vitesse modale ciblée, entraînant ainsi la modification de l'amortissement. Afin de définir une fenêtre de temps optimale, des simulations ont été faites en faisant varier la valeur de cette fenêtre à partir de zéro (purement SSDI modale) ayant $2/5$ ème de la période de mode ciblé. Cette analyse a été réalisée pour contrôler un seul mode (mode 1). La figure IV.20 illustre la variation de l'amortissement du mode ciblé en fonction de la fenêtre de temps pour l'excitation par impulsions. Comme le montre la figure IV.20, une fenêtre de temps située entre $1/5$ ème et $1/10$ ème de la période est presque optimale pour le contrôle SSDI-Max, assurant une augmentation de la tension de l'actionneur tout en provoquant un déphasage plus important entre la tension et la vitesse modale ciblée, résultant ainsi en un amortissement supplémentaire.

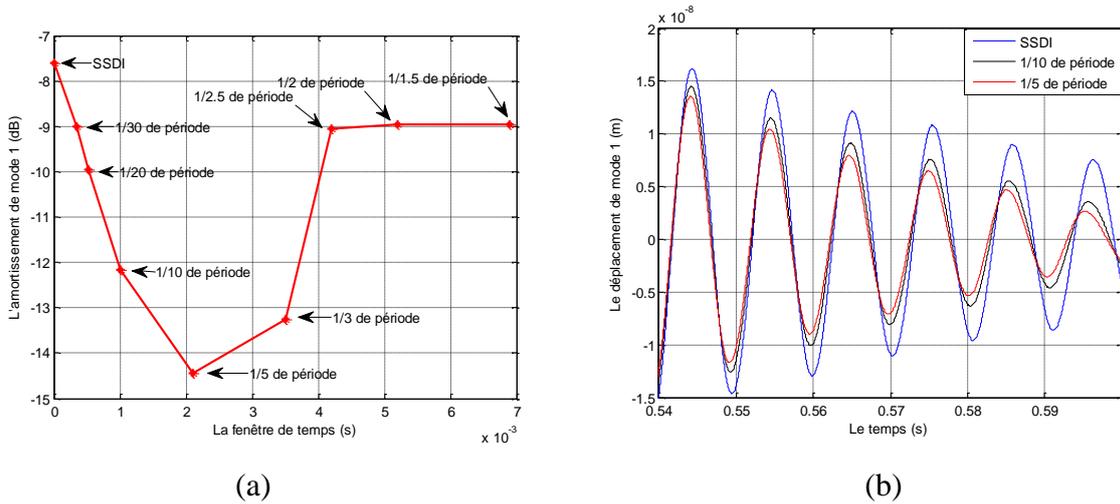


Figure IV.20: Influence de la fenêtre de temps concernant l'excitation par impulsion (a) l'influence de la fenêtre de temps sur l'amortissement de mode 1 (b) correspondant aux résultats dans le domaine temporel.

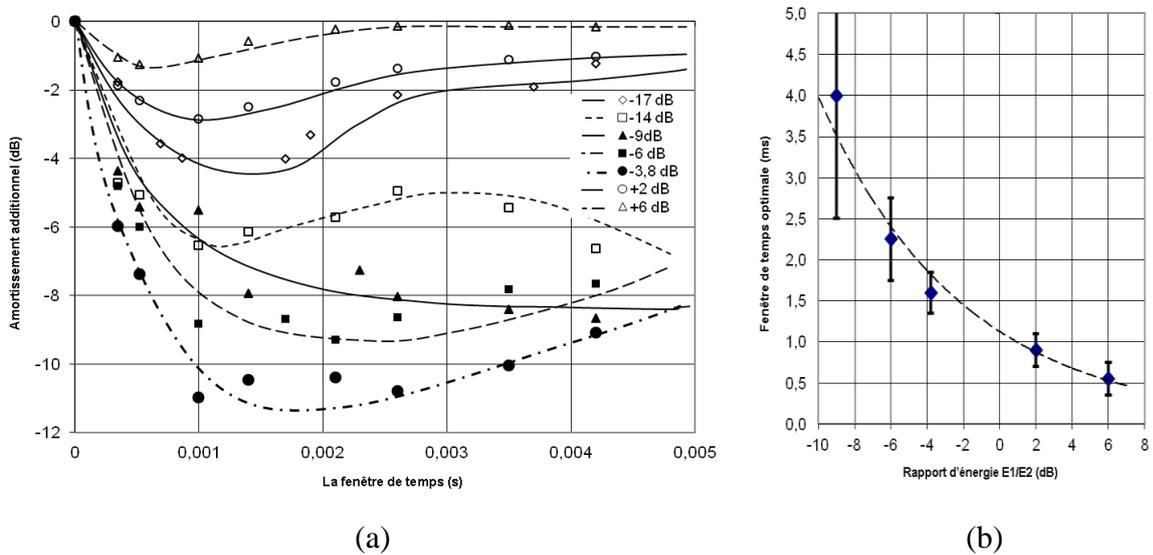


Figure IV.21: Influence de la fenêtre de temps sur le mode 1, les performances de l'amortissement dans le cas d'excitation multi-sinusoïdal: (a) l'amortissement supplémentaire (par rapport à SSDI modale) en fonction de la fenêtre de temps pour différents rapport d'énergies, (b) La fenêtre de temps optimale en fonction du rapport d'énergie.

Par ailleurs, il est clair que la distribution d'énergie en mode est un paramètre important à prendre en compte dans la définition de la fenêtre temporelle optimale. Afin d'étudier ce point, les simulations ont été faites avec le contrôle SSDI-Max mis à cibler le mode 1, dans le cas d'excitation multi-sinusoïdal correspondant à la section IV.4.1a. L'amortissement est évalué en fonction de la fenêtre de temps pour les différents rapports énergétiques utilisés

dans la figure IV.14. La figure IV.21.a illustre la variation de l'amortissement supplémentaire en fonction de la fenêtre du temps pour différentes valeurs du rapport d'énergie. A partir de ces résultats, un amortissement optimal est obtenu. Figure IV.21.b montre comment cette fenêtre de temps optimale est liée au rapport d'énergie entre 6 dB et 9dB. Notez que l'énergie du mode ciblé diminue, l'optimum est moins prononcé et les barres d'incertitude sont représentées avec plus de clarté des résultats. En fait, les fenêtres de temps plus grand que 2 ms n'ont aucun sens réel, car selon les fréquences en mode structure, il ya toujours un extremum avant la fin de la fenêtre de temps. Cela explique pourquoi l'amortissement, même si elle n'est pas améliorée, n'est pas vraiment dégradé. Les résultats observés sur la figure IV.21.a pour les grandes fenêtres sont sans doute en raison des chevauchements des modes supérieurs.

La fenêtre de temps optimale peut être interprétée comme un compromis entre deux tendances: L'amortissement est une fonction croissante de la tension piézoélectrique auto-générés dont les résultats du processus de commutation, et il est une fonction décroissante du décalage de phase entre la tension et la tension ciblant la vitesse modale. Si l'énergie du mode cible est prépondérant, il ya peu de gain en tension à obtenir en retardant l'instant de commutation, mais le décalage de phase induit une perte de performance, et donc la fenêtre de temps optimale est naturellement petite. Inversement, lorsque l'énergie du mode cible est petite, plus la fenêtre de temps permet d'augmenter la probabilité d'atteindre un extremum tension plus élevée et par conséquent augmenter la tension commutée, jusqu'à ce que bien sûr un décalage de temps soit acceptable.

Dans le cas des expériences dans les simulations, SSDI-Max modale permet d'obtenir un amortissement additionnel maximal de 11 dB pour le mode 1 avec une fenêtre de temps de 1,5 ms (environ $T/8$) pour un rapport d'énergie de -5dB.

IV.4 Conclusion

Il a été montré que les performances de la commande SSDI modale peuvent être sensiblement améliorées en utilisant un algorithme qui exploite la complexité de la forme de la tension piézo-électrique dans le cas de vibrations multimodales. Au lieu d'inverser la tension sur les extrema du déplacement modale, la technique proposée, nommée SSDI-Max modale, se compose d'attente de l'extremum de tension suivant immédiatement après un extremum de la coordonnée modale ciblée pour inverser la tension aux bornes de l'élément piézo-électrique utilisé comme actionneur. Ainsi, l'inversion se fait à partir d'une tension plus élevée, résultant

une meilleure augmentation de la tension. La tension résultant quasi carrée de contrôle est encore presque synchronisée avec le mode de déplacement modales ciblées et presque en phase avec la vitesse modale ciblée ce qui implique une amélioration significative de l'amortissement.

La validation de ce concept a été faite en utilisant la simulation numérique de l'étude d'une plaque d'acier fixée. Le schéma global du système de contrôle a été simulé et évalué, en particulier la mise en place de l'observateur modale, permettant le calcul des diverses coordonnées modales utilisées pour le bon ciblage de mode. La sensibilité de la précision d'observateur aux changements environnementaux ou de l'identification de mauvaise structure a été examinée. Il a été démontré que les erreurs de 20 à 30% sur la définition de matrice d'état n'ont pas affecté dangereusement la précision de l'observation dans le cas de la conception LQG + PID proposée. Les résultats de simulations d'amortissement SSDI-Max Modal ont montré nettement l'amélioration des performances de l'amortissement par rapport à SSDI modale pour le contrôle d'un seul mode de la structure, dans le cas d'une excitation sinusoïdale sur les quatre modes de la plaque, d'excitation par impulsion ou d'excitation à bruit blanc. Des gains remarquables en atténuation situés entre 6 et 11 dB ont été obtenus avec des actionneurs présentant un coefficient de couplage assez faible (inférieur à 9%). Enfin l'influence de la temporisation maximale entre l'extremum modale de coordonnées ciblées et l'instant commutateur a été évaluée et les résultats soulignent l'importance de l'énergie du mode ciblé par rapport aux autres modes de la structure sur la définition de la fenêtre temporelle optimale. Des simulations ont montré que dans un délai maximum situé entre la durée $1/10^{\text{ème}}$ et $1/5^{\text{ème}}$ de ce mode ciblé est presque optimal pour les cas considérés. D'autres travaux visent à implanter et de valider expérimentalement le concept proposé.

CHAPITRE V :

OPTIMISATION DU TRANSFORMATEUR PIEZOELECTRIQUE PAR LES METHODES NON-LINEAIRES.

Optimisation du transformateur piézoélectrique par les méthodes non-linéaires

Les transformateurs piézoélectriques atteignent des densités de puissance plus importantes que leurs homologues magnétiques. Cependant, un des principaux facteurs limitant la densité de puissance est la déformation maximale admissible par le matériau constituant le transformateur. L'échauffement des transformateurs piézoélectriques est principalement d'origine mécanique. Cet échauffement engendre une dégradation des caractéristiques qui à son tour engendre un échauffement supplémentaire pouvant conduire à un phénomène d'avalanche thermique.

Dans ce chapitre, on explore une voie d'amélioration de ces comportements qui consiste à commander la tension générée par le secondaire de manière à accroître le pouvoir de conversion mécano-électrique. Appliquée à la récupération, les techniques non linéaire SSDI et SSDI-Max présentées dans les chapitres précédents, permettent d'augmenter significativement le pouvoir de conversion mécano-électrique d'inserts collés sur une structure vibrante et par voie de conséquence, la puissance récupérée sous forme électrique. Ces techniques sont appliquées à l'optimisation du transformateur Rosen simulé selon le modèle mécanique présenté dans la première partie de ce chapitre.

V.1 Structure du transformateur piézoélectrique

V.1.1 Modélisation

Dans ce chapitre, on utilise la modélisation par l'approche basée sur l'association de systèmes {masse, ressort, amortisseur} élémentaires développé par Christophe [1].

L'axe principal de vibration est perpendiculaire au plan définissant l'interface entre le primaire et le secondaire. L'interface ne se déforme pas mais se déplace lorsque le transformateur fonctionne. La figure V.1 montre la disposition du primaire et du secondaire ainsi que de l'axe de vibration.

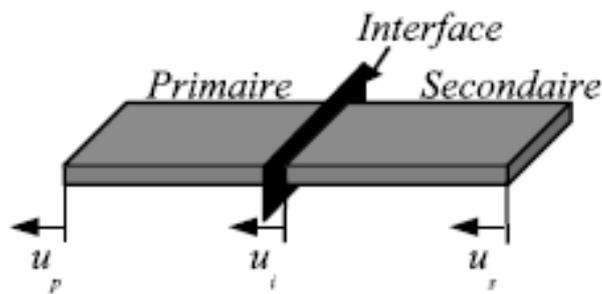


Figure V.1: Association en série de cellules élémentaires [1].

Mécaniquement, ce fonctionnement peut être modélisé par une association de cellules élémentaires en série.

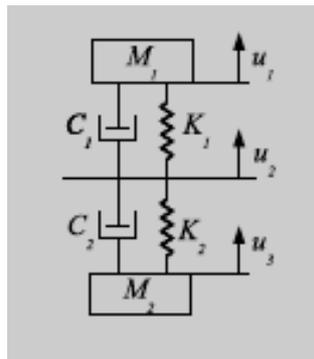


Figure V.2: Mise en série de cellules élémentaires [1].

Le modèle de transformateur piézoélectrique série est représentée sur la figure V.3. Ce modèle rend compte des transformateurs fonctionnant en demi-longueur d'onde.

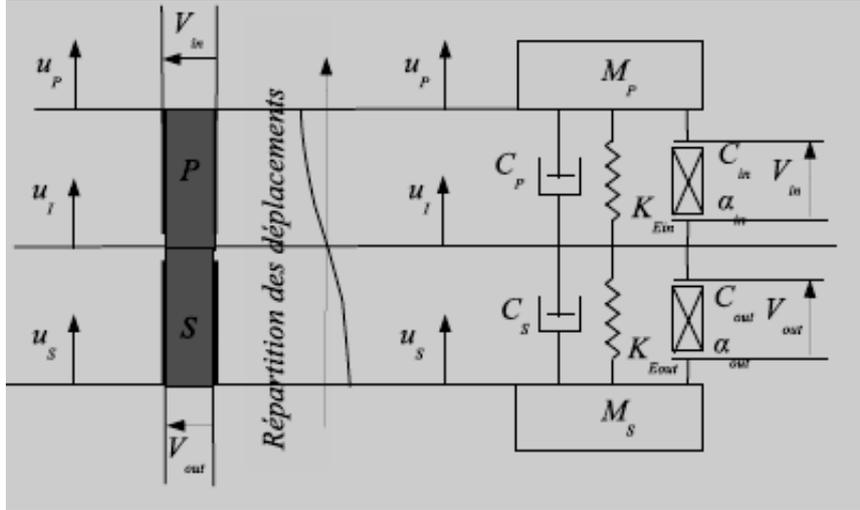


Figure V.3: Modèle de transformateur piézoélectrique série fonctionnement en demi-longueur d'onde [1].

Trois équations mécaniques et une équation électrique décrivent le fonctionnement de ce système.

$$M_P \ddot{u}_P + C_P (\dot{u}_P - \dot{u}_I) + K_{Ein} (u_P - u_I) = -\alpha_{in} V_{in} \quad (V.1)$$

$$M_S \ddot{u}_S + C_S (\dot{u}_I - \dot{u}_S) + K_{Eout} (u_I - u_S) = \alpha_{out} V_{out} \quad (V.2)$$

$$C_P (\dot{u}_P - \dot{u}_I) + K_{Ein} (u_P - u_I) + \alpha_{in} V_{in} = C_S (\dot{u}_I - \dot{u}_S) + K_{Eout} (u_I - u_S) + \alpha_{out} V_{out} \quad (V.3)$$

L'équation liant la tension aux bornes de la charge au déplacement du secondaire est donnée par (V.4).

$$\dot{V}_{out} = \frac{1}{R_L C_{out}} V_{out} + \frac{\alpha_{out}}{C_{out}} (\dot{u}_I - \dot{u}_S) \quad (V.4)$$

Dans le domaine fréquentiel, ces équations peuvent être mises sous formes matricielles (V.5).

$$-M \omega^2 \tilde{u} + j\omega C \tilde{u} + K \tilde{u} = \alpha_{in} \tilde{V}_{in} \quad (V.5)$$

Les paramètres de l'équation (V.5) sont des matrices détaillées par les expressions (V.6) à (V.10).

$$\tilde{u} = \begin{pmatrix} \tilde{u}_P \\ \tilde{u}_I \\ \tilde{u}_S \end{pmatrix} \quad (V.6)$$

$$M = \begin{pmatrix} M_P & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_S \end{pmatrix} \quad (V.7)$$

$$C = \begin{pmatrix} C_P & -C_P & 0 \\ C_P & -(C_P + C_{SM}) & C_{SM} \\ 0 & -C_{SM} & C_{SM} \end{pmatrix} \quad (\text{V.8})$$

$$K = \begin{pmatrix} K_{Ein} & -K_{Ein} & 0 \\ K_{Ein} & -(K_{Ein} + K_{outM}) & K_{outM} \\ 0 & -K_{outM} & K_{outM} \end{pmatrix} \quad (\text{V.9})$$

$$\alpha_{in} = \begin{pmatrix} -\alpha_{in} \\ \alpha_{in} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{V.10})$$

On voit apparaître dans la matrice C un terme de pertes mécaniques C_{SM} qui est le terme de perte du secondaire modifié par la résistance de charge. De la même manière, K_{outM} est le terme de raideur modifié par la charge connectée au secondaire.

$$K_{outM} = K_{Eout} + \frac{\alpha_{out}^2 C_{out} (R_L \omega)^2}{1 + (\omega R_L C_{out})^2} \quad (\text{V.11})$$

$$C_{SM} = C_S + \frac{\alpha_{out}^2 R_L}{1 + (\omega R_L C_{out})^2} \quad (\text{V.12})$$

M_P, M_S sont respectivement les masses dynamiques du primaire et du secondaire définie par :

$$M_P = \frac{1}{8} \rho V_P \quad (\text{V.13})$$

$$M_S = \frac{1}{8} \rho V_S \quad (\text{V.14})$$

ρ : La masse volumique du matériau, V_P : est la fraction de volume du primaire, V_S : est la fraction de volume du secondaire.

K_E : la raideur équivalente est donnée par: $K_E = M \omega_{cc}^2$, avec ω_{cc} est la pulsation de résonance en court-circuit.

α_{in} et α_{out} les constantes piézoélectriques.

C_P, C_S sont les coefficients traduisant les pertes mécaniques pour le primaire et le secondaire qui sont calculé à partir de la relation : $C = \frac{\omega_r M}{Q_m}$, où ω_r est la pulsation de résonance, Q_m est

le coefficient de qualité.

C_{in}, C_{out} sont des capacités des primaires et secondaires tels que :

$$C_{in} = \frac{\varepsilon_{33}^T A_P}{e} \quad (\text{V.15})$$

$$C_{out} = \frac{\varepsilon_{33}^T A_S}{e} \quad (V.16)$$

Avec :

ε_{33}^T : La permittivité du matériau, A_P et A_S : la surface des électrodes primaires et secondaires.

e : l'épaisseur du transformateur piézoélectrique.

V.1.2 Evolution des grandeurs caractéristiques du transformateur en fonction de la charge

Dans cette partie, on s'intéresse aux caractéristiques du transformateur piézoélectrique en fonction de la valeur de la résistance de charge R_L connectée au secondaire.

V.1.2.1 Le gain en tension

Le gain en tension du transformateur piézoélectrique est donné par la relation (V.17) :

$$G = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\alpha_{in} \alpha_{out} R_L}{(1 + j\omega_r R_L C_{out}) \left(C_S + \frac{\alpha_{out}^2 R_L \omega_r}{1 + j\omega_r R_L C_{out}} \right)} \quad (V.17)$$

V.1.2.2 Puissance absorbée

La puissance absorbée est exprimée en fonction de la charge par (V.18).

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{(\alpha_{in} V_{in})^2}{C_S + \frac{\alpha_{out}^2 R_L}{1 + (\omega_r R_L C_{out})^2}} \quad (V.18)$$

V.1.2.3 Puissance transmise

La puissance transmise est exprimée en fonction de la charge par (V.19).

$$P_{out} = \frac{1}{2} \frac{R_L (\alpha_{in} \alpha_{out} V_{in})^2}{\left(1 + (\omega_r R_L C_{out})^2 \right) \left(C_S + \frac{\alpha_{out}^2 R_L}{1 + (\omega_r R_L C_{out})^2} \right)^2} \quad (V.19)$$

V.1.2.4 Rendement

A partir des expressions des puissances absorbée et transmise, on déduit l'expression du rendement (V.20).

$$\eta = \frac{R_L \alpha_{out}^2}{\left(1 + (\omega_r R C_{out})^2\right) \left(C_s + \frac{R_L \alpha_{out}^2}{1 + (\omega_r R C_{out})^2}\right)} \quad (\text{V.20})$$

V.1.3 Définition de la structure du transformateur piézoélectrique

La Figure V.4 est une représentation schématique d'un transformateur piézoélectrique de type Rosen de longueur L , de largeur l et d'épaisseur e . Les longueurs respectives du primaire et du secondaire sont notées L_1 et L_2 . L'origine du repère du système de coordonnées cartésiennes est située au centre de l'interface entre le primaire et le secondaire. Le primaire compris dans l'intervalle $L_1 < x_1 < 0$ est composé de n couches d'épaisseur respective $e = n$, chacune d'entre elles étant alimentée par une tension sinusoïdale d'amplitude V_p et de pulsation ω calée aux environs d'une résonance mécanique de la structure.

Le secondaire est située dans l'intervalle $0 < x_1 < L_2$ et l'électrode de sortie repérée par l'abscisse $x_1 = L_2$ est reliée à une résistance de charge R_{ch} .

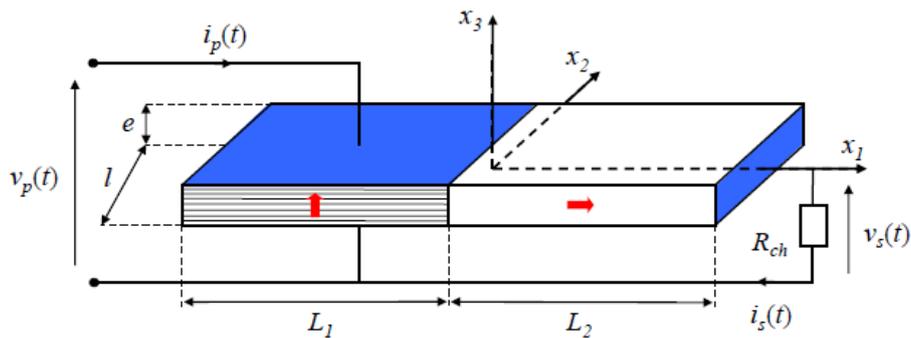


Figure V.4: Transformateur piézoélectrique de type Rosen multicouche [18].

Langueur totale L_0	25 mm
Longueur du primaire L_1	12 mm
Longueur du secondaire L_2	13 mm
Largeur l	5 mm
Epaisseur e	1.7 mm
Nombre de couches au primaire m	16

Tableau V.1: Caractéristiques géométriques du transformateur piézoélectrique [18].

Propriétés	Symbole	Valeur
Densité	ρ	7600 Kg/m ³
Compliances court-circuit	s_{11}^E	1.256 .10 ⁻¹¹ Pa ⁻¹
	s_{33}^E	1.610 .10 ⁻¹¹ Pa ⁻¹
Permittivité	ϵ_{33}^T	1454 ϵ_0 F/m
coefficient piézoélectrique	d_{31}	-1.329×10 ⁻¹⁰ m/N
	d_{33}	3.086×10 ⁻¹⁰ m/N
Facteur de qualité mécanique	Q_m	300
Tangente de l'angle de pertes	$\tan \delta$	0.003

Tableau V.2: Propriétés matérielles du transformateur piézoélectrique [18].

V.1.4 Choix du mode de fonctionnement

Comme nous nous intéressons dans ce chapitre à l'optimisation du transformateur piézoélectrique en mode Rosen définie dans la section V.2.3. Il a été signalé précédemment (chapitre III) que le coefficient de couplage est l'un des paramètres les plus important du point de vue conversion de l'énergie. Nous donnons dans le tableau V.3, les coefficients de couplage des quatre modes susceptibles à laquelle le transformateur peut fonctionner. Aussi nous nous intéressons à la tension de sortie et la puissance à récupérer. Ainsi en comparant les valeurs de k_1 et particulièrement k_2 concernant les modes, on voit bien que le coefficient de couplage du secondaire, mode 2 ($k_2 = 0.3878$) est le plus grand. Même le coefficient de couplage ($k_1=0.2168$) est parmi les plus grand à comparer au mode 3 et au mode 4. Nous étudions donc le transformateur, dans les sections suivantes, fonctionnant au mode 2.

on a préféré donner les valeurs de paramètres de quatre modes $\lambda/2$, λ , $3\lambda/2$ et 2λ pour

	Mode $\lambda/2$	Mode λ	Mode $3\lambda/2$	Mode 2λ
Capacité du primaire C_{in}	103.63 nF	103.63 nF	103.63 nF	103.63 nF
Capacité du secondaire C_{out}	4.551 pF	4.551 pF	4.551 pF	4.551 pF
Coefficient de qualité mécanique Q_m	360	250	600	450
La masse modale M	1 g	1 g	1 g	1 g
α_{in}	28.0341	57.7680	24.9310	77.6677
α_{out}	0.3636	0.7162	0.4358	0.0987
Coefficient de	0.2247	0.2168	0.0766	0.133

couplage primaire k_1				
Coefficient de couplage secondaire k_2	0.3593	0.3878	0.164	0.0456

Tableau V.3: Les caractéristiques du modèle de transformateur piézoélectrique selon quatre modes de fonctionnement [18].

V.2 Technique SSHI alternative

Cette configuration correspond à la technique alternative classique, à laquelle a été rajouté le dispositif de commutation en parallèle avec les éléments piézoélectriques. Ce dispositif est représenté sur la Figure V.5. La stratégie de contrôle de l'interrupteur électronique est la même que pour la technique d'amortissement vibratoire SSDI (cette technique est détaillé dans la section (II.3.2.1) sous le nom de technique SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) alternative).

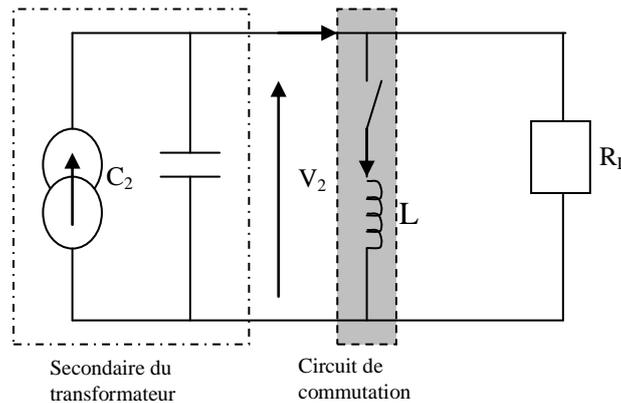


Figure V.5 : Circuit SSHI connecté au secondaire du transformateur piézoélectrique.

V.3 Technique SSHI-Max alternative

La stratégie de SSHI-Max en comparaison avec SSHI consiste à retarder l'instant de passage à l'extremum de tension suivante immédiatement après l'extremum de coordonnée modale ciblée. L'interrupteur permet toujours l'inversion de la tension brève. Selon cette stratégie, l'inversion est déclenchée par une tension plus élevée, résultant en une amplification de l'effet cumulatif. Cependant, il pourrait impliquer d'important déphasage ajouté résultant d'une

tension synchronisée avec le déplacement modale ciblé. Cela pourrait entraîner une dépréciation importante de l'amortissement. Afin de limiter cette désynchronisation, le retard est limité à une fenêtre de temps donnée. L'algorithme de la méthode de SSHI-Max est le même que celui de la technique d'amortissement vibratoire SSDI-Max (cette technique est détaillé dans la section (IV.2.3)).

V.4 Simulation

Les simulations sont effectuées en utilisant l'environnement Matlab/SimulinkTM. La première étape de cette simulation est l'étude du comportement du transformateur piézoélectrique définie dans la section (V.2.3) sans l'application des méthodes non-linéaire. La deuxième étape de la simulation est l'optimisation de la puissance transmise du transformateur par la méthode SSHI et SSHI-Max. L'effet de la fenêtre de temps sur la puissance de sortie est simulé dans la dernière partie.

V.4.1 Le comportement électrique du transformateur piézoélectrique sans l'application des méthodes non linéaire

V.4.1.1 Le gain en tension du transformateur piézoélectrique

La figure V.6 montre l'évolution du gain en tension en fonction de la charge. On remarque qu'à partir de la charge optimale qui est égale à $5 \times 10^5 \Omega$ le gain en tension augmente jusqu'à la valeur 3. On voit bien que notre transformateur piézoélectrique de type Rosen est un élévateur de tension.

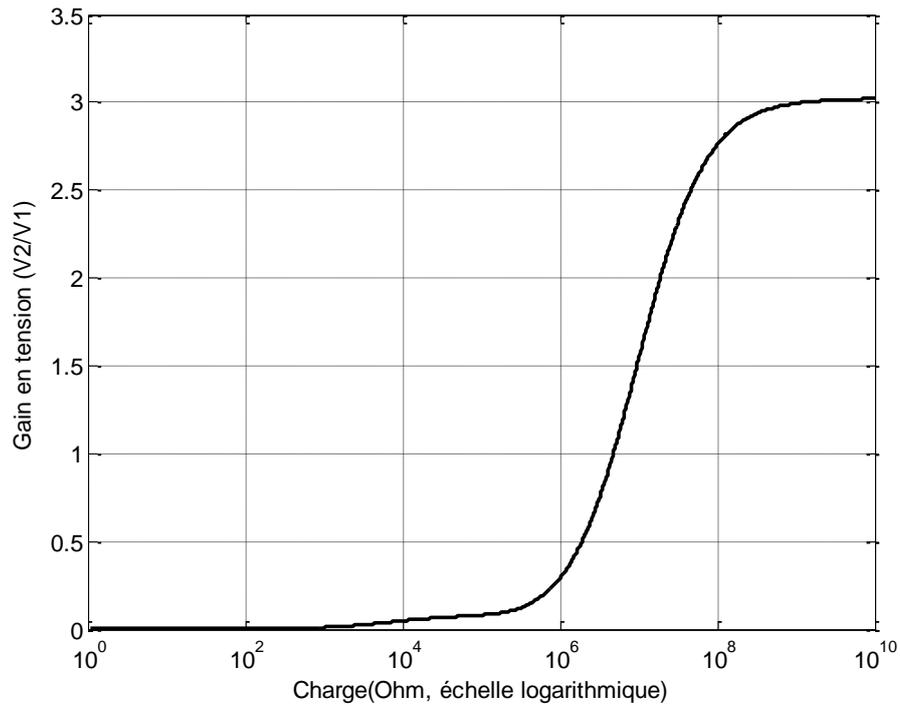


Figure V.6: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge.

V.4.1.2 La puissance absorbée du transformateur piézoélectrique

La figure V.7 représente la variation de la puissance absorbée par le transformateur en fonction de la charge pour le mode 2 à une tension d'alimentation constante qui est égale à 1.8 volts. La résistance pour laquelle la vitesse de vibration est minimisée conduit à un minimum de puissance absorbée.

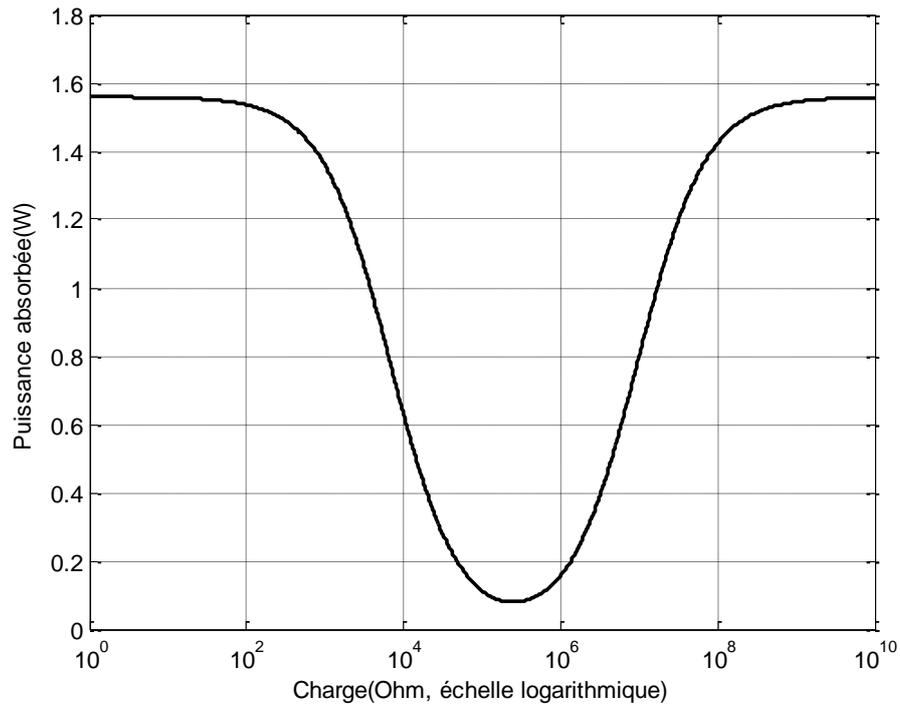


Figure V.7: La puissance absorbée du transformateur en fonction de la charge.

V.4.1.3 La puissance transmise du transformateur piézoélectrique

La puissance transmise pour le mode 2 à la charge est représentée sur la figure V.8. La courbe de puissance est principalement caractérisée par trois extrema locaux: 2 maxima et 1 minimum. Ce comportement s'explique toujours par la variation de C_{SM} : la puissance est maximale lorsque la valeur de C_{SM} induit une conversion de l'énergie du secondaire telle que la vibration du transformateur ne soit pas trop amortie. Lorsque la conversion d'énergie du secondaire est maximale, correspondant au minimum de la vitesse de vibration, l'amortissement induit ne permet pas de transférer une quantité importante d'énergie, d'où la présence d'un minimum pour cette valeur particulière de résistance.

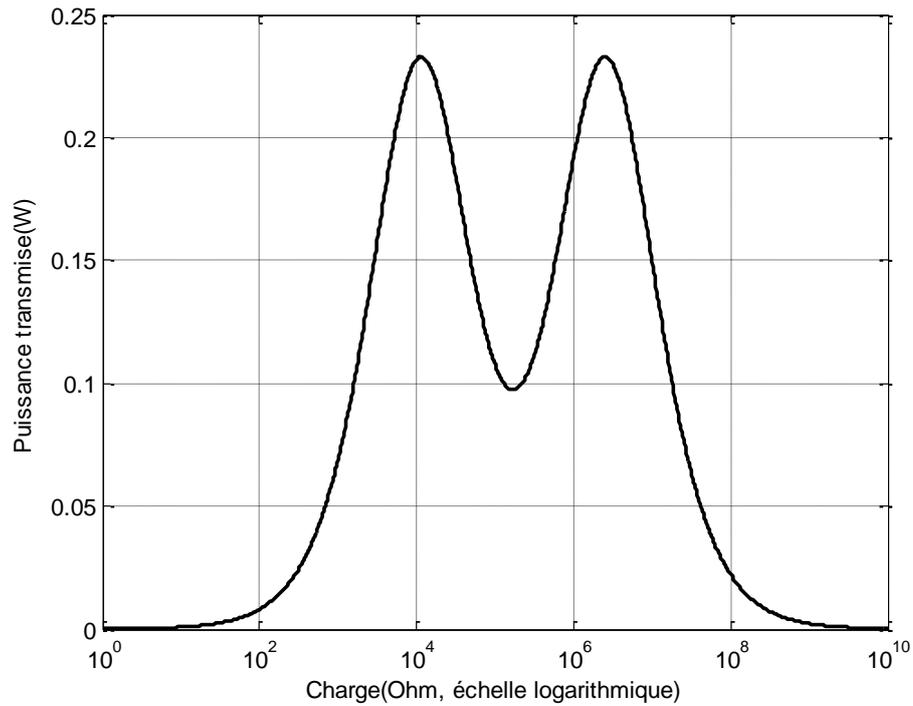


Figure V.8: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge.

V.4.1.4 Le rendement du transformateur piézoélectrique

La figure V.9 représente le rendement du transformateur en fonction de la charge. Contrairement à la puissance transmise à la charge, le rendement n'admet qu'un seul maximum correspondant à la charge pour laquelle la vitesse de la structure est minimale. A cause des pertes le rendement du transformateur piézoélectrique ne dépasse pas 14,47%.

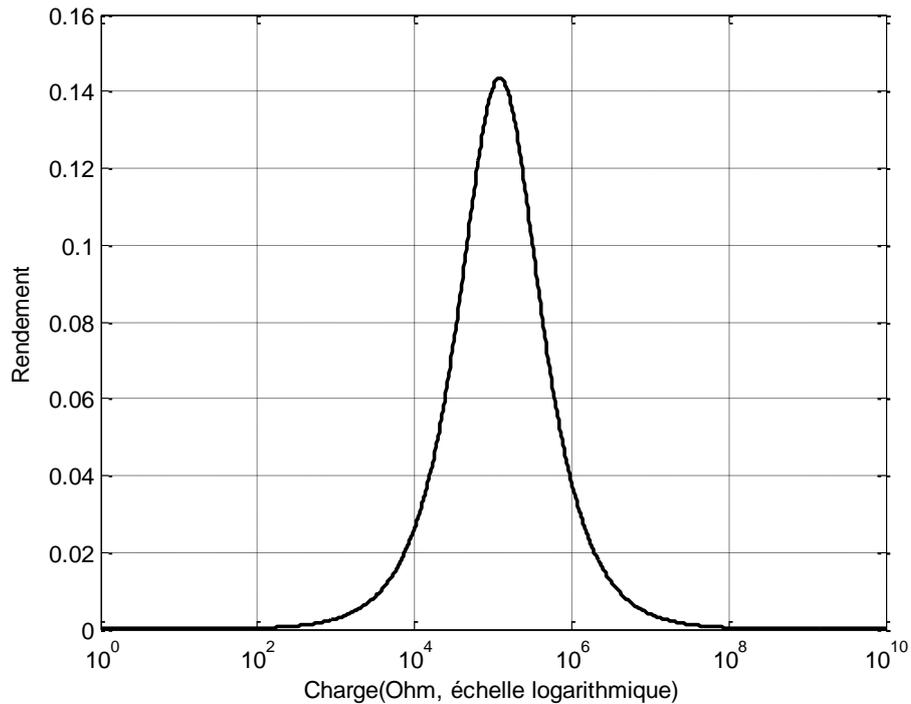


Figure V.9: Le rendement du transformateur en fonction de la charge.

V.4.2 Effet des techniques non linéaire sur les performances du transformateur piézoélectrique

L'objectif de cette section est de mettre en évidence l'amélioration théorique de la densité de puissance apportée par les techniques non-linéaires. On étudiera l'effet des techniques non linéaires sur la puissance transférée à charge et le rendement du transformateur piézoélectrique.

La figure V.10 représente les gains en tension en fonction de la charge dans les trois cas: i) sans contrôle, ii) SSHI et iii) SSHI-Max. On remarque bien l'augmentation du gain en tension du transformateur pour les deux techniques, SSHI et SSHI-Max. La fenêtre temporelle choisie était le 1/10 de la période comparativement au cas sans contrôle. Le gain obtenu utilisant la technique SSHI, est deux fois plus grand par rapport au gain sans contrôle. En revanche, il est 2,7 fois plus grand dans le cas de la technique SSHI-Max.

La figure V.11 représente les puissances transmises à la charge dans les trois cas: sans contrôle, SSHI et SSHI-Max. Le coefficient de perte γ est fixé à 0,7.

On remarque bien qu'une légère variation du moment de l'inversion (fenêtre de temps est de 1/10 de la période de deuxième mode) peut conduire à un changement significatif dans la puissance récupérée au secondaire du transformateur tel que le maximum de puissance transmise passe de la valeur 0.24 Watts dans le cas sans contrôle à 0.96 Watts dans le cas de SSHI (presque 4 fois par rapport à SSHI) et à 1.1 Watts pour la méthode SSHI-Max. Le même raisonnement peut être fait pour le rendement. La figure V.12 montre bien l'amélioration de rendement du transformateur piézoélectrique quant à l'utilisation des méthodes non-linéaires. Le rendement sans l'application des méthodes non linéaires était de 14.47% puis augmente jusqu'à 57.86% dans le cas de SSHI et 70% dans le cas de SSHI-Max.

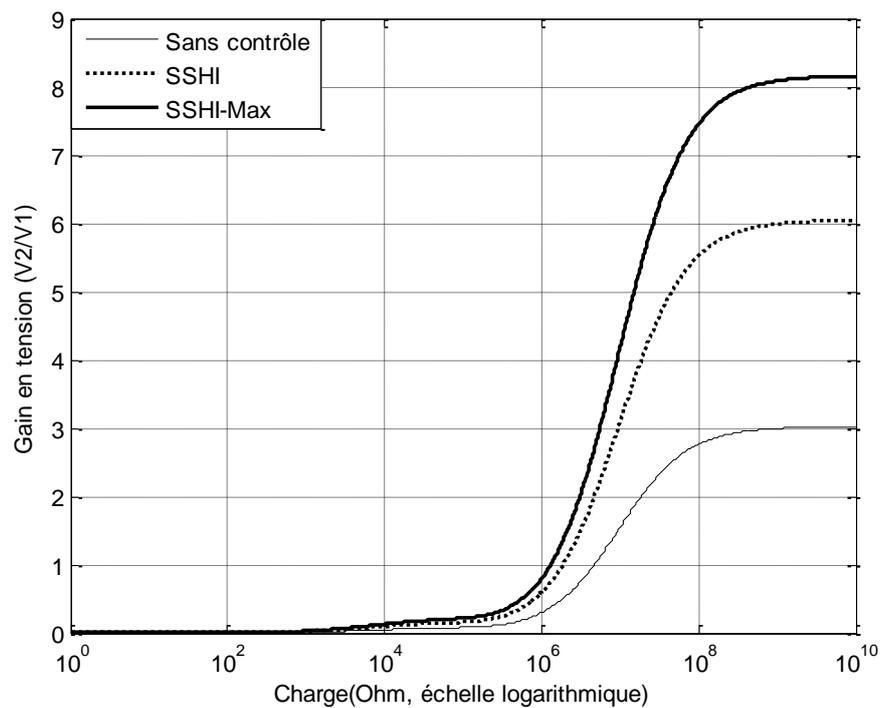


Figure V.10: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.

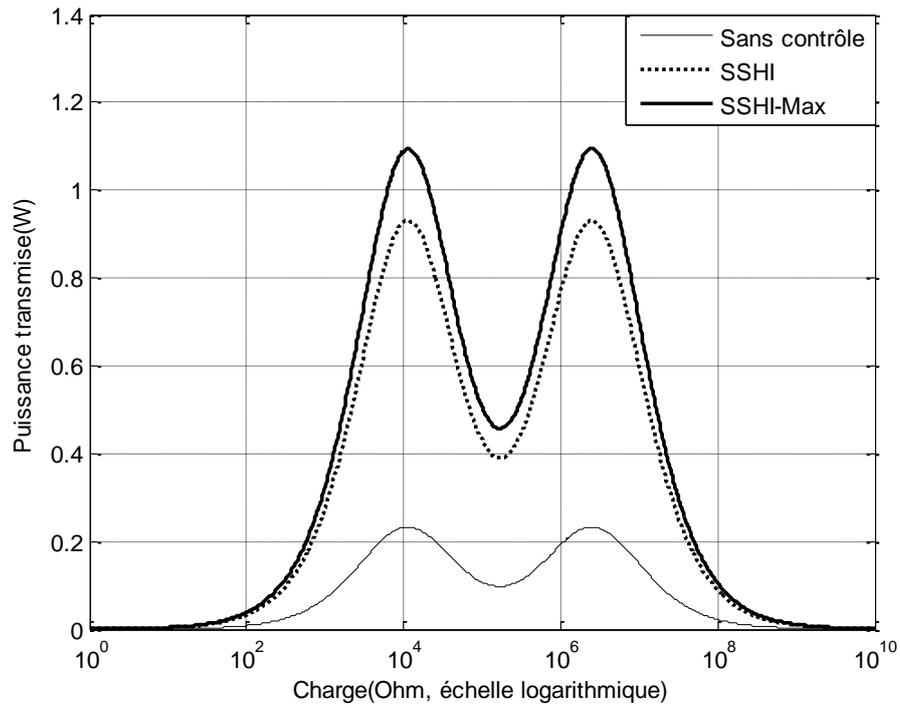


Figure V.11: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.

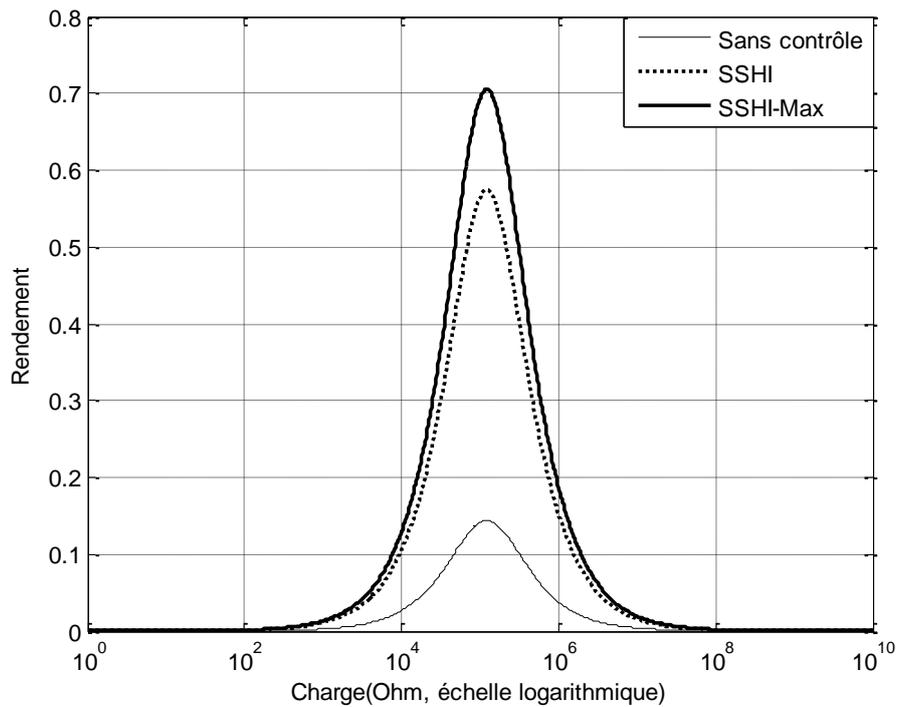


Figure V.12: Le rendement du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.

V.4.3 Influence de la fenêtre de temps sur les performances de SSHI-Max

La fenêtre de temps est un paramètre très important et critique. Si elle est trop petite, la tension n'aura pas la possibilité d'augmenter et aucune amélioration significative ne sera observée. Si elle est trop longue, il y a un risque de désynchronisation de la tension d'actionneur avec la vitesse modale ciblée, entraînant ainsi la modification de la récupération de l'énergie. Afin de définir une fenêtre de temps optimale, des simulations ont été faites en faisant varier la valeur de cette fenêtre à partir de zéro (purement SSHI).

La figure IV.13 présente la variation du gain en tension du transformateur piézoélectrique en mode Rosen en fonction de la charge pour les différentes fenêtres temporelle ($1/5$, $1/10$ et $1/20$ de la période du deuxième mode) dans le cas de SSHI-Max. A partir de cette figure on remarque bien que pour une fenêtre de $1/5$ de période le gain en tension est meilleur par rapport aux autres.

La figure IV.14 illustre la variation de la puissance transmise au secondaire du transformateur en fonction de la charge pour différente fenêtre de temps. Une fenêtre de temps située entre $1/5$ ème et $1/10$ ème de la période est presque optimale pour la méthode SSHI-Max, assurant une augmentation de la tension de l'actionneur tout en provoquant un déphasage plus important entre la tension et la vitesse modale ciblée, résultant ainsi d'une récupération d'énergie supplémentaire.

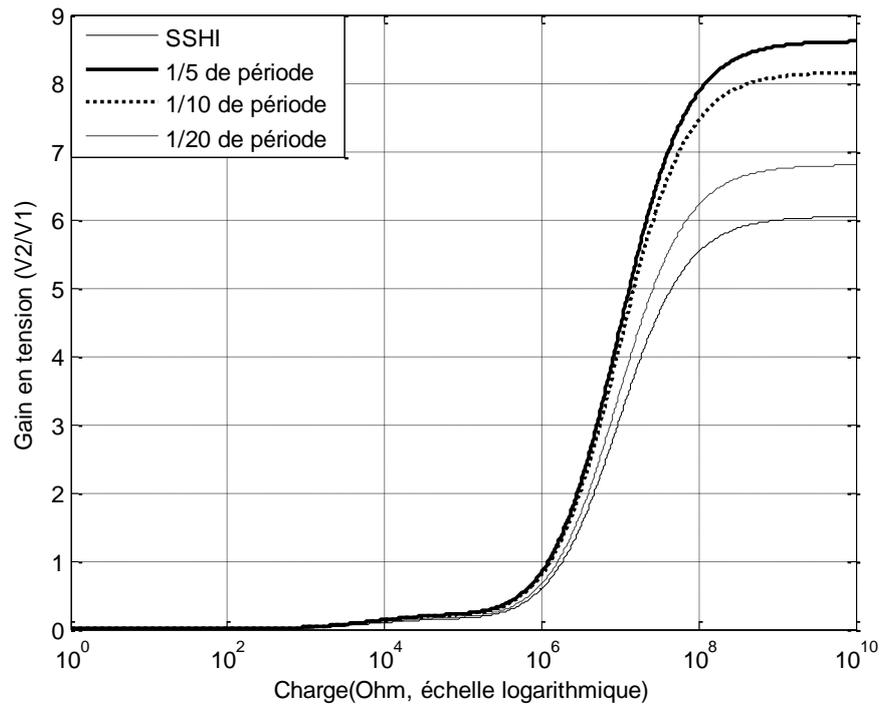


Figure V.13: Le gain en tension du transformateur en fonction de la charge par la méthode SSHI-Max.

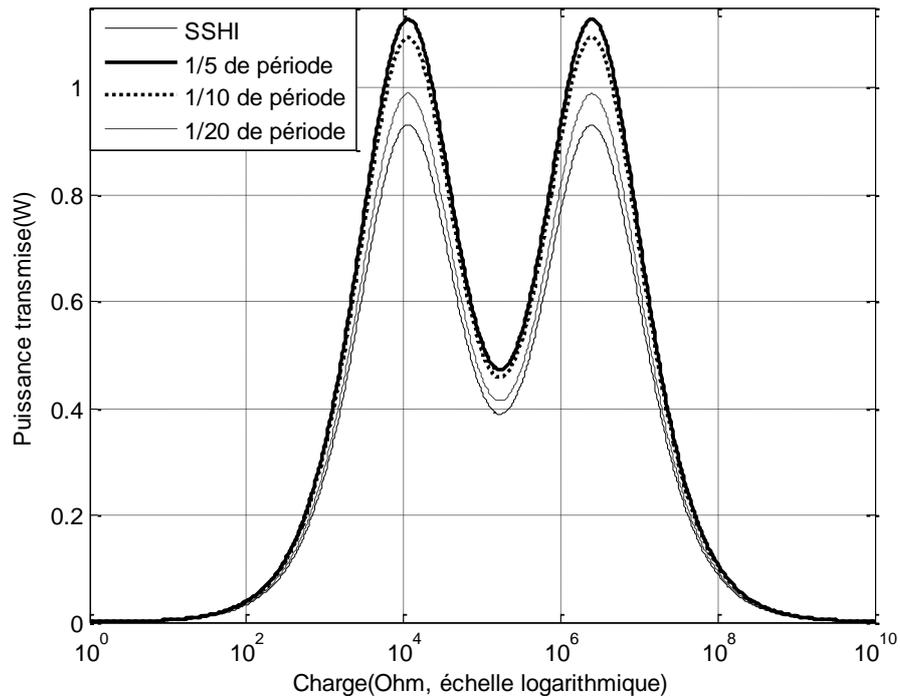


Figure V.14: La puissance transmise du transformateur en fonction de la charge par la méthode SSHI-Max.

La figure V.15 montre l'évolution du rendement du transformateur piézoélectrique en fonction de la charge pour SSHI et SSHI-Max pour différente fenêtre de temps. On remarque bien l'amélioration de ce rendement dans le cas de la méthode SSHI-Max pour les fenêtres 1/5, 1/10 et 1/20 de période par rapport à celle obtenu utilisant SSHI. Il est bien clair que le rendement du transformateur piézoélectrique pour une fenêtre temporelle 1/5 de période est meilleur par rapport à 1/10 et 1/20. Le rendement pour les trois fenêtres de temps est respectivement 71.70%, 70% et 62.26%. Ce qui montre que la fenêtre optimale pour la méthode SSHI-Max est située entre 1/5 et 1/10 de période.

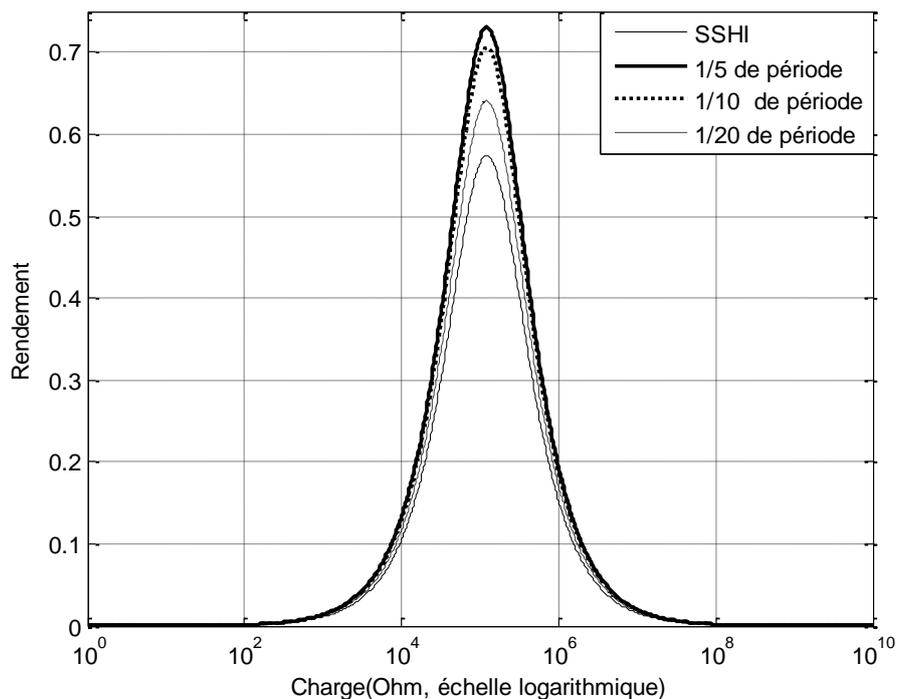


Figure V.15: Le rendement du transformateur en fonction de la charge, sans contrôle, SSHI et SSHI-Max.

V.5 Conclusion

L'effet des techniques non linéaires doit être analysé du point de vue de la puissance transmise et de rendement à la charge. L'amélioration du pouvoir de conversion du secondaire conduit à une limitation forte de la vibration du transformateur alimenté par une tension constante. Le comportement du transformateur piézoélectrique en mode Rosen est étudié dans la première partie de simulation de ce chapitre, ensuite l'effet des méthodes non linéaires SSHI et SSHI-Max est présenté, On remarque bien qu'une légère variation du moment de l'inversion fenêtre de temps à 1/10 de la période du deuxième mode peut conduire à un

changement significatif dans les performances du transformateur piézoélectrique. Pour le gain en tension on remarque bien l'augmentation du gain en tension du transformateur que ce soit dans le cas SSHI et SSHI-Max (fenêtre temporelle était de 1/10 de période) par rapport au gain sans contrôle. L'augmentation du gain en tension était de 2 et 2,7 fois respectivement pour SSHI et SSHI-Max. Concernant la puissance récupérée au secondaire du transformateur le maximum de puissance transmise passe de valeur 0.24 Watts dans le cas sans contrôle à 0.96 Watts dans le cas de SSHI et à 1.1 Watts pour la méthode SSHI-Max. De même concernant le rendement, on montre bien l'amélioration du rendement du transformateur piézoélectrique dû aux méthodes non-linéaires. Le rendement augmente de 14,47% à 70%. On montre aussi l'influence de la fenêtre temporelle sur les performances du transformateur piézoélectrique. La fenêtre de temps optimale est localisée entre 1/5ème et 1/10ème de la période concernant la méthode SSHI-Max. Celle-ci assure une augmentation de la tension de l'actionneur tout en provoquant un déphasage plus important entre la tension et la vitesse modale ciblée, résultant ainsi une récupération d'énergie supplémentaire.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Conclusion et perspectives

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans le cadre d'application des méthodes non-linéaires aux transformateurs piézoélectriques ainsi qu'au contrôle des vibrations. Les techniques non linéaires utilisées sont basées sur des commutations synchronisées et sur l'évolution temporelle des grandeurs mécaniques du système. Ces techniques ont montré leur intérêt pour des applications touchant au contrôle de vibrations mono-modales et multimodales, et à la récupération de l'énergie vibratoire.

Les travaux réalisés dans ce mémoire sont divisés en deux parties: les transformateurs piézoélectriques et le contrôle de vibration.

Le travail effectué sur les transformateurs piézoélectriques se compose essentiellement de trois étapes :

La première étape présente l'état de l'art des transformateurs piézoélectriques, leur principe de fonctionnement, les avantages et les inconvénients de ces transformateurs, leur principale structure et enfin on termine par quelques applications des transformateurs piézoélectriques.

Dans la seconde étape, la modélisation du transformateur piézoélectrique a fait l'objet d'un intérêt particulier. Le modèle établi par Mason, basé sur l'utilisation d'impédance électrique, a été présenté pour modéliser le comportement mécanique du système. Le comportement électrique du transformateur piézoélectrique a été étudié sur un transformateur vibrant en mode radial, tenant compte de l'influence de la fréquence, de la charge sur le gain, de l'efficacité du transformateur et aussi de l'influence des dimensions de transformateur piézoélectrique sur les caractéristiques. Les résultats de simulation montrent bien que les caractéristiques du transformateur varient en fonction de la fréquence. Le gain atteint sa valeur maximale pour une charge de $2.5 \text{ k}\Omega$ et l'efficacité augmente avec l'augmentation de la charge. L'influence du dimensionnement du transformateur est faite sur le gain en tension et l'efficacité en fonction de la charge.

La troisième étape concerne l'application des techniques non linéaires à l'optimisation des performances du transformateur. Le transformateur fonctionnant en mode Rosen (modélisé selon un système mécanique série) est analysé du point de vue puissance transmise, rendement à la charge, gain en tension et amélioration du pouvoir de conversion du secondaire. L'effet des méthodes non linéaires SSHI et SSHI-Max est représenté. Il a été trouvé qu'une légère variation du moment de l'inversion de la fenêtre de temps ($1/10$ de la période fonctionnement du transformateur en deuxième mode) conduit à un changement significatif dans les performances du transformateur piézoélectrique. Le gain en tension croissant est multiplié par 2 et 2,7 respectivement lorsqu'il est contrôlé par la technique SSHI et SSHI-Max par rapport au gain sans contrôle. La puissance maximale transmise récupérée au secondaire du transformateur passe de la valeur 0.24 Watts dans le cas sans contrôle à 0.96 Watts et 1,1 Watts respectivement dans le cas de la méthode SSHI et SSHI-Max. En revanche le rendement a été amélioré. Il atteint 70% dans le cas de la technique SSHI-Max. La fenêtre du temps optimale est située entre le $1/5$ et le $1/10$ de la période, concernant le fonctionnement du transformateur en mode 2.

Les travaux relatifs au contrôle de vibration sont présentés dans le chapitre IV, tel qu'il a été montré que les performances de la commande SSDI modale peuvent être sensiblement améliorées en utilisant un algorithme qui exploite la complexité de la forme de la tension piézo-électrique dans le cas de vibrations multimodales. Au lieu d'inverser la tension sur les extrema du déplacement modale, la technique proposée, nommée SSDI-Max modale, se base sur l'attente de l'extremum de tension suivant immédiatement après un extremum de la coordonnée modale ciblée, pour inverser la tension aux bornes de l'élément piézo-électrique utilisé comme actionneur. Ainsi, l'inversion se fait à partir d'une tension plus élevée, résultant une meilleure augmentation de la tension. La tension résultante quasi carrée de contrôle est encore presque synchronisée avec le mode de déplacement modales ciblées et presque en phase avec la vitesse modale ciblée ce qui implique une amélioration significative de l'amortissement. La validation de ce concept a été faite en utilisant la simulation numérique de l'étude d'une plaque d'acier fixe. Le schéma global du système de contrôle a été simulé et évalué, en particulier la mise en place de l'observateur modal, permettant le calcul des diverses coordonnées modales utilisées pour le bon ciblage de mode. La sensibilité de la précision d'observateur aux changements environnementaux ou de l'identification de mauvaise structure a été examinée. Il a été démontré que les erreurs de 20 à 30% sur la définition de matrice d'état n'ont pas affecté dangereusement la précision de l'observation

dans le cas de la conception LQG+PID proposée. Les résultats de simulations de l'amortissement SSDI-Max Modal ont montré nettement l'amélioration des performances de l'amortissement par rapport à SSDI modale pour tous les cas de contrôle et d'excitation. Des gains remarquables en atténuation situés entre 6 et 11 dB ont été obtenus avec des actionneurs présentant un coefficient de couplage assez faible (inférieur à 9%). Enfin l'influence de la temporisation maximale entre l'extremum modale de coordonnées ciblées et l'instant de commutation a été évaluée. Les résultats de simulations ont montré que le délai maximum situé entre la durée $1/10^{\text{ème}}$ et $1/5^{\text{ème}}$ de ce mode ciblé est presque optimal pour les cas considérés.

Les perspectives de ce travail sont :

- Implanter et valider expérimentalement la méthode SSDI-Max et SSHI-Max.
- Développement d'un autre algorithme de la méthode SSDI-Max utilisant la logique floue.
- Comparer les performances des méthodes SSHI continue et SSHI-Max continue.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

[1] C. Magnet, « traitement non-linéaire de la tension de sortie d'éléments piézoélectriques. Application aux transformateurs piézoélectriques et au contrôle de vibration de cartes électroniques », *thèse de doctorat, laboratoire de génie électrique et de ferroélectricité, INSA de Lyon*, 2006.

[2] S. Harari, « Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques », *thèse de doctorat de laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) et Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures (LaMCoS)*, 2009.

[3] K. Li, « Amortissement vibratoire avec échange d'énergie synchronisée entre des éléments piézo-électriques », *thèse de doctorat de laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF)*, 2011.

[4] D. Vasic, « Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs », *thèse de doctorat : Ecole Normale Supérieure de Cachan*, 2003, 166p.

[5] A. Bouzid, « Contribution à la compréhension des phénomènes de dissipation d'énergie dans les céramiques piézo-électriques de type PZT : Effets du dopage au potassium et au niobium », *thèse de doctorat : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2002, 150p.

[6] 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 structurelle auto-alimenté ». *Thèse de doctorat de laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) et Laboratoire de Matériaux: ingénierie et Science (MATEIS)*, 2008.

- [7] T. Richard, « Diminution du coefficient de transmission acoustique d'une paroi à l'aide d'amortisseurs piézoélectriques semi-passifs », *thèse de doctorat de laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité de l'INSA*, 2007.
- [8] A. Nicolson, « Piezoelectric crystal converter generator », 1931.
- [9] C. A. Rosen, K. A. Fish and H. C. Rothenberg. « Electromechanical transducer », 1954
- [10] C. A. Rosen, « Ceramic transformers and filters », *Proc. Electronic Comp. Symp.*, pp. 205-211, 1956.
- [11] Do Manh Cuong, «Piezoelectric Transformer Integration Possibility in High Power Density Applications». *Thèse de doctorat d'Allemagne*, 2008.
- [12] Sarraute. E, Y. Vasic. D, F. Costa. « Transformateurs statiques piézoélectrique ». *Technique de l'ingénieur*, D3015, D4, 2001.
- [13] Chih-yi Lin. « Design and Analysis of Piezoelectric Transformer Converters ». *Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Virginia, USA*, 1997.
- [14] M.C.Do, Th.Hanisch, and H.Göldner. « High Voltage Igniter Based on Discontinuous Working Mode of Piezoelectric Transformers ». *11th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'05* (Sep. 2005).
- [15] Choi, S.-J., Lee, K.-C., and H.Cho, B. « Design of Fluorescent Lamp Ballast with PFC using a Power Piezoelectric Transformer ». *IEEE Transaction on Power Electronics* 0-7803-4340-9/98/ (1998).
- [16] G.Spiazzzi, and S.Busso. « Cold Cathode Fluorescent Lamp Power Supply based on Piezoelectric Transformers ». *Proceeding of IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'04 - Aachen, Germany* (2004).

- [17] H.Kakehashi, T.Hidaka, and Y.Ohta. « Electronic Ballast Using Piezoelectric Transformers for Fluorescent Lamps ». *Proceeding of IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC'98* (May 1998).
- [18] C. Nadal, « Contribution à la conception et la modélisation transformateurs piézoélectriques dédiés à la génération de plasma ». *Thèse de doctorat de l'université de Toulouse*, 2011.
- [19] W. Huang, « Design of a radial mode piezoelectric transformer for a charge pump electronic ballast with high power factor and zero voltage switching », *thèse de doctorat, Virginia*, 2003.
- [20] Nittayarumphong, S., Bisogno, F., Radecker, M., Knoll, A., Carazo, A. V., and Riedlhammer, A. « Dynamic Behaviour of PI Controlled Class-E Resonant Converter for Step- Down Applications Using Piezoelectric Transformers ». *European Conference on Power Electronics and Applications EPE'05*, Dresden, Germany (2005).
- [21] J.Navas, T.Bove, J.A.Cobos, F.Nufio, and K.Brebol. « Miniaturised Battery Charger Using Piezoelectric Transformers ». *IEEE 0-7803-6618-2/01/\$100*. (2001).
- [22] C.Mourad, B.Yacine, « simulation du micro-transformateur piézoélectrique en mode radial », *Thèse ingénieur d'état de CU de BBA* ,2008.
- [23] J.S. Yang, « Piezoelectric Transformer Structural Modeling ». *A Review, IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 54, No. 6, pp. 1154-1170, juin 2007.
- [24] J. Du, J. Hu et K.J. Tseng, High-Power, « Multioutput Piezoelectric Transformers Operating at Thickness-Shear Vibration Mode », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 51, No. 5, pp. 502-509, Mai 2004.

- [25] J. Du, J. Hu et K.J. Tseng, « Vibration Distribution in Output Sections of a Piezoelectric Transformer Operating at Thickness Shear Mode », *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 54, No. 10, pp. 1984-1991, October 2007.
- [26] K.J. Tseng, J. Du et J. Hu, « Piezoelectric transformer with high power density and multiple outputs », *IEE Electronics Letters*, Vol. 40, No. 12, pp. 786-788, Juin 2004.
- [27] B. Koc, S. Alkoy et K. Uchino, « A Circular Piezoelectric Transformer with Crescent Shape Input Electrodes », *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, Vol. 2, pp. 931-934, Caesars Tahoe, NV, October 1999.
- [28] B. Koc, S. Alkoy et K. Uchino, « Design of a Circular Piezoelectric Transformer with Crescent-Shaped Input Electrodes », *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 42, pp. 509-514, février 2003.
- [29] K. Uchino, S. Priya, S. Ural, A. V. Carazo, and T. Ezaki. « High power piezoelectric transformers- their applications to smart actuator systems ». *Ceramic Trans.*, 167: 383-396, 2005.
- [30] Sung-Jin Choi, Kyu-Chan Lee, and B. Cho. « Design of fluorescent lamp ballast with pfc using a power piezoelectric transformer”. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98*. Thirteenth Annual, volume 2, pages 1135-1139, 1998.
- [31] E.M. Baker, W. Huang, D.Y. Chen, and F.C. Lee. « Radial mode piezoelectric transformer design for fluorescent lamp ballast applications ». In *power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, volume 3, pages 1289-1294, 2002.
- [32] L.H. Hwang, J.H. Yoo, J.R. Kim, E.S. Jang, C.S. Lee, M.T. Cho, and J.S. Kim. « A study on the t5 fluorescent lamp ballast used contour vibration mode piezoelectric transformer using a one-chip microcontroller ». In *applications of Ferroelectrics, ISAF. Proceedings of the 13th IEEE international Symposium on*, pages 287-290, 2002.

- [33] T. Bove, W. Wolny, E. Ringgaard et K. Breboel, « New Type of Piezoelectric Transformer With Very High Power Density », *12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics*, Vol. 1, pp. 321-324, Honolulu, juillet-août 2000.
- [34] S. Manuspiya, T. Ezaki, B. Koc et K. Uchino, « Laptop Adaptor Using a Piezoelectric transformer - Drive Circuit Development », *5th International Conference on Intelligent Materials*, juin 2003.
- [35] S. Manuspiya, P. Laoratanakul et K. Uchino, « Integration of a piezoelectric transformer and an ultrasonic motor », *Ultrasonics, Elsevier*, Vol. 41(2), pp. 83-87, juillet 2002.
- [36] D. Vasic, F. Costa, and E. Sarraute. « A new mosfet amp; igt gate drive isulated by a piezoelectric transformer ». *In Power Electronics Specialists Conference. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, volume 3, pages 1479-1484, 2001.
- [37] D. Vasic, F. Costa, and E. Sarraute. « A new method to design piezoelectric transformer used in mosfet and igt gate drive circuits ». *In Power Electronics Specialists Conference, PESC'03. IEEE 34nd Annual*, volume 1, pages 307-312, 2003.
- [38] A. Vázquez Carazo and R. Bosch. « Piezoelectric non-resonant transformer to measure high voltage ». *Journal of the European Ceramic Society*, 19 (6-7): 1275-1279, 1999.
- [39] P. Lueg. Us patent, « process of silencing sound oscillator », 1936.
- [40] P.A. Nelson and S.J. Elliott. « Active control of sound ». *Elsevier*, 2005.
- [41] J.Q. Sun. « Some observations on physical duality and colocation of structural control sensors and actuators ». *Journal of Sound and Vibration*, 194(5) :765–770, 1996.
- [42] L. Fanson and T.K. Caughey. « Positive position feedback control for large space structures ». *AIAA Journal*, 28(4) :717–724, 1990.

- [43] A. Preumont. «Vibration Control of Active Structures, An Introduction ». *Kluwer Academic Publishers Group*, second edition, 2002.
- [44] G. J. Balas and J. C. Doyle. « Collocated versus non-collocated multivariable control for flexible structure ». In *American Control Conference Proceedings*, 1990.
- [45] 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(3-5) :701–712, 2005.
- [46] S.J. Elliott, P. Gardonio, T.C. Sors, and M.J. Brennan. « Active vibroacoustic control with multiple local feedback loops ». In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials, Smart Structures and Integrated Systems*, volume 4327, pages 720–731, 2002. (Cité page 10.)
- [47] D. Mac Martin. « Collocated structural control for reduction of aircraft cabin noise ». *Journal of Sound and Vibration*, 190(1) :105–119, 1996.
- [48] J.L. Fanson, C.C. Chu, and B.J. Lurie. « Damping and structural control of the jpl phase 0 testbed structure ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2(3) :281–300, 1991.
- [49] 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(5) :723 – 752, 1999.
- [50] J.P. How and S.R. Hall. « Robust controllers for the middeck active control experiment using popov controller synthesis ». In *Proceedings of the AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, 1993.
- [51] R. L. Forward. « Electronic damping of vibrations in optical structures ». *Applied Optics*, 18(5) :690–697, 1979.

- [52] 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, April 1991.
- [53] S.Y. Wu. « Multiple pzt transducers implemented with multiple-mode piezoelectric shunting for passive vibration damping ». In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials, Passive Damping and Isolation*, volume 3672, pages 112–122, 1999.
- [54] C.H. Park and D.J. Inman. « Enhanced piezoelectric shunt design ». *Shock and Vibration*, 10(2) :127–133, 2003.
- [55] A. J. Fleming and S. O. R. Moheimani. « Adaptive piezoelectric shunt damping ». *IOP Smart Materials and Structures*, 12 :36–48, 2003.
- [56] G. Caruso. « A critical analysis of electric shunt circuits employed in piezoelectric passive vibration damping ». *Smart Materials and Structures*, 10(5) :1059–1068, 2001.
- [57] J. Kim and J. Y. Choi. « Passive piezoelectric damping tuned by using measured electrical impedance ». In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials, Damping and Isolation*, volume 4331, 2001.
- [58] J. J. Hollkamp. « Multimodal passive vibration suppression with piezoelectric materials and resonant shunts ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5 :49–57, 1994.
- [59] S.Y. Wu. « Broadband piezoelectric shunts for passive structural vibration control ». In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials, Damping and Isolation*, volume 4331, pages 251–261, 2001.
- [60] S. Behrens, S.O.R. Moheimani, and A.J. Fleming. « Multiple mode current flowing passive piezoelectric shunt controller ». *Journal of Sound and Vibration*, 266(5) :929–942, 2003.

- [61] M. Porfiri, F. dell'Isola, and F.M. Frattale-Mascioli. « Circuit analog of a beam and its application to multimodal vibration dumping, using piezoelectric transducers ». *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 32 :167–198, 2004.
- [62] C. Maurini, F. Dell'Isola, and D. Del Vescovo. « Comparison of piezoelectronic networks acting as distributed vibration absorbers ». *Mechanical Systems and Signal Processing*, 18:1243–1271, 2004.
- [63] G. W. Housner, L. A. Bergman, and T. K. Caughey. « Structural control : Past, present, and future ». *Journal of Engineering Mechanics*, 123(9) :897–971, 1997.
- [64] D.C. Karnopp and R.A. Crosby, M.J. and Harwood. « Vibration control using semi-active force generators ». *ASME Journal of Engineering for Industry*, 96(2) :619–626, 1974.
- [65] D. Guyomar, A. Faiz, L. Petit, and C. Richard. « Wave reflection and transmission reduction using a piezoelectric semipassive nonlinear technique ». *The Journal of the Acoustical Society of America*, 119(1) :285–298, 2006.
- [66] A. Badel, D. Guyomar, E. Lefeuvre, and C. Richard. « Piezoelectric energy harvesting using a synchronized switch technique ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 17(8-9) :831–839, 2006.
- [67] M. Lallart, D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, P. Guy, and C. Richard. « Synchronized switch harvesting applied to selfpowered smart systems : Piezoactive microgenerators for autonomous wireless receiver ». *Sensors and Actuators A : Physical*, 147(1) :263–272, 2008.
- [68] T. Monnier, P. Guy, M. Lallart, L. Petit, D. Guyomar, and C. Richard. « Optimization of signal pre-processing for the integration of costeffective local intelligence in wireless self-powered structural health monitoring ». *Advances in Science and Technology*, 56 :459–468, 2008.

- [69] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and G. Ching. « Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device ». In *Smart Structures and Materials 1999 : Passive Damping and Isolation*, volume 3672, pages 104–111, 1999.
- [70] W.W. Clark. « Vibration control with state-switched piezoelectric materials ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 11(4) :263–271, 2000.
- [71] D. Niederberger, M. Morari, and S. Pietrzko. « A new control approach for switching shunt damping ». In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2004.
- [72] K.A. Cunefare, S. de Rosa, N. Sadegh, and G. Larson. « State-switched absorber for semi-active structural control ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 11(4) :300–310, 2000.
- [73] L.R. Corr and W.W. Clark. « Energy dissipation analysis of piezoceramic semi-active vibration control ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 12(11) :729–736, 2001.
- [74] C.L. Davis and G.A. Lesieutre. « An actively tuned solid-state vibration absorber using capacitive shunting of piezoelectric stiffness ». *Journal of Sound and Vibration*, 232(3) :601–617, 2000.
- [75] C. Richard, D. Guyomar, D. Audigier, and H. Bassaler. « Enhanced semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device on an inductor ». In *Smart Structures and Materials : Damping and Isolation*, volume 3989, pages 288–299, 2000.
- [76] 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 (5) :2815–2825, 2006.
- [77] D. Guyomar and A. Badel. « Nonlinear semi-passive multimodal vibration damping : An efficient probabilistic approach ». *Journal of Sound and Vibration*, 294(1-2) :249–268, June 2006.

- [78] L.R. Corr and W.W. Clark. « A novel semi-active multi-modal vibration control law for a piezoceramic actuator ». *Journal of Vibration and Acoustics*, 125(2) :214–222, 2003.
- [79] L. Meirovitch. « Dynamics and control of structures » , *New York (1990)*. John Wiley & Sons, 1990.
- [80] M. Balas. « Feedback control of flexible systems ». *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 23(4) :673–679, Aug 1978.
- [81] L. Meirovitch and H. Baruh. « The implementation of modal filters for control of structures ». *Journal of Guidance*, 8(6) :707–716, 1985.
- [82] D. Luenberger. « An introduction to observers ». *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 16(6) :596–602, 1971.
- [83] L. Gaudiller and J. Der Hagopian. « Active control of flexible structures using a minimum number of components ». *Journal of Sound and Vibration*, 193(3) :713–741, 1996.
- [84] C. Mei and B.R. Mace. « Reduction of control spillover in active vibration control of distributed structures using multi-optimal schemes ». *Journal of Sound and Vibration*, 251(1) :184–192, 2002.
- [85] Z.C. Qiu, X.M. Zhang, H.X. Wu, and H.H. Zhang. « Optimal placement and active vibration control for piezoelectric smart flexible cantilever plate ». *Journal of Sound and Vibration*, 301(3-5) :521–543, 2007.
- [86] T. Bailey and J.E. Hubbard. « Distributed piezoelectric-polymer active vibration control of a cantilever beam ». *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 8(5) :605–611, 1985.
- [87] L. Gaudiller and S. Bochart. « Adaptive active control of dynamic behavior of flexible structures subjected to rigid body displacements ». *Journal of Sound and Vibration*, 283:311 – 339, 2005.

- [88] L. Gaudiller and F. Maticard. « A nonlinear method for improving the active control efficiency of smart structures subjected to rigid body motions ». *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 12(5) :542–548, Oct. 2007.
- [89] L. Gaudiller and F. Maticard. « Nonlinear approach for the control of mechanical coupling effects and smart structures of limited power ». *Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on*, 1 :813–818, July 2005.
- [90] L Ruet. « Active control and sensor noise filtration duality application to advanced ligo suspension ». *Master's thesis, MIT*, 2007.
- [91] A. Badel, « Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézoélectriques suivant une approche non linéaire », *thèse de doctorat, Ecole Doctorale de l'Université de Savoie*, 2006.
- [92] S. Lineykin, « Piezoelectric transformer in power electronics ». *Thèse de doctorat de Negev* 2002.
- [93] Ray-Lee Lin, « Piezoelectric Transformer Characterization and Application of Electronic Ballast », *Thèse de doctorat de Virginia*, 2001.
- [94] W. Huang, « Design of a radial mode piezoelectric transformer for a change pump electric ballast with high power factor and zero voltage switching ». *Thèse de doctorat de Virginia*, 2003.
- [95] Paul Gonnard, Mai Pham Thi, « Theoretical study of the influence of the electromechanical constants and nonlinear mechanical losses of various piezoelectric materials on their performances in power transducers », *IEEE International Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency* (2004) 51-55.
- [96] M. Meddad., « Etude des micro-générateurs a base de céramique PZT », *thèse de Magister : Département d'électrotechnique, Université Ferhat Abbas – Sétif* 2006.

- [97] Harari S, Richard C, and Gaudiller L., « New semi-active multi-modal vibration control using piezoceramic components ». *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Vol. 20: 1603-1613. 2009.
- [98] Richard C, Harari S, and Gaudiller L., « Enhanced piezoelectric voltage build-up for semi-active control of smart structures ». *Proceedings of SPIE Smart Structures and materials*, 7288(1), p. 72881Y. 2009.
- [99] Neubauer M., Han X., Schwarzendahl S. M., « Enhanced switching law for synchronized switch damping on inductor with bimodal excitation ». *Journal of sound and Vibration*: 1-14. 2011.
- [100] Carriere M. Sébastien. « Crossed synthesis of controllers and observers for robust control of synchronous machine ». *PhD thesis, university of Toulouse*. 2010.
- [101] Matlab R2011b. « control toolbox Documentation–The Mathworks Corporation». 2011.
- [102] Franklin G.F., Powell J.D., Workman M.L., « Digital Control of Dynamic Systems ». *Second Edition, Addison-Wesley*. 1990.
- [103] Persson. P & Astrom .K. J., « PID control revised », *Proc. IFAC 12th World Congress, Sydney*.1993.