



Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques

Stéphanie Harari

► To cite this version:

Stéphanie Harari. Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques. Mécanique [physics.med-ph]. INSA de Lyon, 2009. Français. NNT: . tel-00443734

HAL Id: tel-00443734

<https://theses.hal.science/tel-00443734>

Submitted on 4 Jan 2010

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

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

THÈSE

CONTRÔLE MODAL SEMI-ACTIF ET ACTIF À FAIBLE CONSOMMATION ÉNERGÉTIQUE PAR COMPOSANTS PIÉZOÉLECTRIQUES

présentée devant

L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

pour obtenir le grade de DOCTEUR

Ecole doctorale

MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE

Formation doctorale : GÉNIE MÉCANIQUE

STÉPHANIE HARARI

Thèse soutenue le 12 octobre 2009 devant le jury composé de :

H. ABOU-KANDIL	Professeur, ENS Cachan	Examineur
A. BADEL	Maître de conférence, Univ. de Savoie	Examineur
L. GAUDILLER	Professeur, INSA de Lyon, LaMCoS	Directeur de thèse
R. OHAYON	Professeur, CNAM Paris	Rapporteur
J. POUGET	Directeur de recherche Univ. Pierre et Marie Curie	Rapporteur
C. RICHARD	Professeur, INSA de Lyon, LGEF	Directeur de thèse

Laboratoire de Genie Electrique et Ferroelectricite (LGEF)
INSA de Lyon

Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures (LaMCoS)
CNRS UMR5259 - INSA de Lyon

INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales
Quadriennal 2007-2010

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIMIE DE LYON http : // sakura.cpe.fr / ED206 M. Jean Marc LANCELIN Insa : R. GOURDON	M. Jean Marc LANCELIN Université Claude Bernard Lyon 1 Bât CPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 13 95 lancelin@hikari.cpe.fr
E.E.A.	ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE http : // www.insa-lyon.fr / eea M. Alain NICOLAS Insa : C. PLOSSU ede2a@insa-lyon.fr Secrétariat : M. LABOUNE AM. 64.43 - Fax : 64.54	M. Alain NICOLAS Ecole Centrale de Lyon Bâtiment H9 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60 97 Fax : 04 78 43 37 17 eea@ec-lyon.fr Secrétariat : M.C. HAVGOUDOUKIAN
E2M2	EVOLUTION, ECOSYSTEME MICROBIOLOGIE, MODELISATION http : // biomserv.univ-lyon1.fr / E2M2 M. Jean-Pierre FLANDROIS Insa : H. CHARLES	M. Jean-Pierre FLANDROIS CNRS UMR 5558 Université Claude Bernard Lyon 1 Bât G. Mendel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.26 23 59 50 Fax : 04 26 23 59 49 06 07 53 89 13 e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE Sec : Safia Boudjema M. Didier REVEL Insa : M. LAGARDE	M. Didier REVEL Hôpital Cardiologique de Lyon Bâtiment Central 28 Avenue Doyen Lépine 69500 BRON Tél : 04.72.68 49 09 Fax : 04 72 35 49 16 06 07 53 89 13 Didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr
INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES http : // infomaths.univ-lyon1.fr M. Alain MILLE Secrétariat : C. DAYEYAN	M. Alain MILLE Université Claude Bernard Lyon 1 LIRIS - INFOMATHS Bâtiment Nautibus 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 44 82 94 Fax : 04 72 43 13 10 infomaths@bat710.univ-lyon1.fr alain.mille@liris.cnrs.fr
Matériaux	MATERIAUX DE LYON M. Jean Marc PELLETIER Secrétariat : C. BERNAVON 83.85	M. Jean Marc PELLETIER INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04.72.43 83 18 Fax 04 72 43 85 28 Jean-marc.Pelletier@insa-lyon.fr
MEGA	MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE M. Jean Louis GUYADER Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 -Fax : 87.12	M. Jean Louis GUYADER INSA de Lyon Laboratoire de Vibrations et Acoustique Bâtiment Antoine de Saint Exupéry 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.18.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 mega@lva.insa-lyon.fr
ScSo	ScSo* M. Lionel OBADIA Insa : J.Y. TOUSSAINT	M. Lionel OBADIA Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.69.72.76 Fax : 04.37.28.04.48 Lionel.Obadia@univ-lyon2.fr

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mes deux directeurs de thèse, M. Luc Gaudiller, Professeur au Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures (LaMCoS) de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon et M. Claude Richard, Professeur au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon.

Je remercie M. Luc Gaudiller 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.

C'est une très grande reconnaissance que je dois à M. Claude Richard pour ses conseils et l'aide qu'il m'a apportés tout au long de ce travail ainsi que pour tout ce que j'ai pu apprendre tant sur le plan scientifique qu'humain. Son recul et son expérience ont permis que cette thèse soit une expérience inoubliable.

J'adresse mes sincères remerciements à messieurs les Professeurs Ohayon et Pouget qui m'ont fait l'honneur de bien vouloir être rapporteurs de ce manuscrit. Je remercie également messieurs les Professeurs Abou-Kandil et Badel de s'être intéressés à mes travaux en acceptant de faire partie du jury de thèse.

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 LaMCoS et du LGEF, permanents ou doctorants, pour leur présence, leurs suggestions et leur bonne humeur. Leur aide, leurs encouragements ou encore leur amitié ont rendu mon travail plus stimulant et plus agréable. Un merci tout particulier à Nadège pour sa présence sans faille et ses conseils qui ont forgé entre nous une amitié durable.

Je tiens également à remercier tous les étudiants que j'ai pu encadrer en TD, en TP ou en projet pour m'avoir montré à quel point le métier d'enseignant pouvait être passionnant.

Je souhaiterais enfin remercier Jonathan à qui je dois une grande partie de l'accomplissement de cette thèse par sa présence à mes côtés et par la confiance qu'il a su me donner. Enfin je souhaiterais remercier mes parents qui dès mon plus jeune âge m'ont fait savoir l'importance des études et qui m'ont toujours soutenu et épaulé sans jamais rien attendre en retour.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières	vi
Nomenclature	vii
Résumé	1
Abstract	3
1 Introduction	1
1.1 Contexte	2
1.2 Amortissement de vibrations de structures intelligentes . .	5
1.2.1 Matériaux intelligents	5
1.2.2 Contrôles de vibrations par éléments piézoélectriques . .	9
1.3 Positionnement et objectifs de la thèse	19
1.4 Organisation du mémoire	21
2 Modélisation d'une smart structure	23
2.1 Point de départ : Modèle d'une smart structure	24
2.1.1 Formulation généralisée	24
2.1.2 Modèle modal	26
2.1.3 Conditions électriques : utilisation des éléments piézoélec-	
triques en court circuit ou en circuit ouvert	27
2.2 Design de la structure expérimentale	31
2.2.1 Description de la structure instrumentée	31
2.2.2 Modélisation de la smart structure avec Ansys	31
2.2.3 Dimensionnement de la poutre	32
2.2.4 Positionnement des capteurs piézoélectriques	35
2.2.5 Bilan des choix effectués	39
2.3 Identification de la structure instrumentée	42
2.3.1 Principe de l'identification	42
2.3.2 Application	47
Conclusion	56
3 Contrôle semi-actif modal	63
3.1 Point de départ	64
3.1.1 Contrôle semi-actif SSDI	64
3.1.2 Observateur modal	68
3.2 Stratégie du contrôle semi-actif SSDI modal	69
3.2.1 Spillover	71
3.3 Application	73
3.3.1 Objectif	73

3.3.2	Protocole expérimental	74
3.3.3	Résultats du contrôle semi-actif SSDI modal	75
3.3.4	Excitation large bande, un mode contrôlé	79
3.3.5	Excitation large bande, deux modes contrôlés	80
3.3.6	Robustesse de la méthode	82
	Conclusion	84
4	Evolution de la technique semi-active SSDI modale	87
4.1	Contrôle semi-actif SSDI Max	89
4.1.1	Point de départ : Analyse énergétique	89
4.1.2	Principe	91
4.1.3	Application	92
4.2	Contrôle semi-actif SSDI modal à temps réparti	102
4.2.1	Point de départ : la méthode MIMSC	102
4.2.2	Principe	102
4.2.3	Application	104
4.3	Contrôle Hybride modal	112
4.3.1	Point de départ : Contrôle actif modal	112
4.3.2	Principe	113
4.3.3	Application	114
5	Analyse énergétique	121
5.1	Point de départ : Energie et puissance instantanées	122
5.2	Excitation sinusoïdale	123
5.2.1	Point de départ : Puissances en régime alternatif	123
5.2.2	Résultats expérimentaux	125
5.3	Excitation large bande	129
5.3.1	Mesure de la puissance électrique	129
5.3.2	Balance énergétique	131
6	Conclusion et perspectives	137
A	Annexes	145
A.1	Amortissement théorique obtenu lors d'un contrôle SSDI	146
A.2	Algorithme utilisé lors du contrôle SSDI Max	148
A.3	Contrôle de vibration non synchronisé - Les techniques BSD	151
A.3.1	Principes	151
A.3.2	Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur court-circuit (BSDS)	152
A.3.3	Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension (BSDV)	153
A.3.4	Comparaison théorique et Discussion	159
A.3.5	Validation expérimentale	160
	Bibliographie	173
	Liste des publications	174
	Liste des figures	175
	Liste des tableaux	181

NOMENCLATURE

Grandeurs réelles

m	matrice réelle diagonale et positive de masse
c	matrice réelle diagonale et positive d'amortissement
k^E	matrice réelle diagonale et positive de raideur
α	matrice réelle de couplage électromécanique
δ	vecteur réelle de déplacement
$\dot{\delta}$	vecteur réelle de vitesse
$\ddot{\delta}$	vecteur réelle d'accélération
Δ	Amplitude du déplacement réel
V	vecteur de tension
I	vecteur d'intensité
Q	vecteur des charges
F	forces fournies à la structure
C_0	matrice de capacité des éléments piézoélectriques

Grandeurs modales

M	matrice modale diagonale et positive de masse
C	matrice modale diagonale et positive d'amortissement
K^E	matrice modale diagonale et positive de raideur
θ	matrice modale de couplage électromécanique
q	vecteur de déplacement modal
$\dot{q}$	vecteur de vitesse modal
$\ddot{q}$	vecteur d'accélération modal

Matrice de changement de base

ϕ	matrice des modes propres
--------	---------------------------

Caractéristiques de la structure

ρ	Densité
E	Module de Young
ν	Coefficient de poisson
H	Epaisseur
B	Largeur
L	Longueur

Caractéristiques des éléments piézoélectriques

ρ_c	Densité
S	Souplesse
E	Champ électrique
T	Contrainte
d	Constante piézoélectrique
ϵ^S	Permittivité à déformation constante
S^E	Souplesse en circuit fermé
d	Constantes piézoélectrique
b	Largeur
h	Epaisseur
l	Longueur des éléments piézoélectriques (actionneurs)
x	Position des 1 ^{er} et 2 ^{eme} éléments piézoélectriques (actionneurs)

Caractéristiques de la structure instrumentée des éléments piézoélectriques

l	Longueur des éléments piézoélectriques (actionneurs)
f_{cc}	Fréquences propres lorsque tous les patchs sont en court circuit
f_{co}	Fréquences propres lorsque tous les patchs sont en circuit ouvert
ζ	Matrices d'amortissement modaux
k	Coefficient de couplage de la structure

Paramètres utilisés en contrôle actif

G	matrice de gains du contrôleur
J	fonctionnelle
Q	Matrice de pondérations des états
R	Matrice de pondérations des commandes du système
x^*	Trajectoire optimale calculée par le contrôleur
V^*	Commande optimale calculée par le contrôleur

Paramètres utilisés en contrôle semi-actif SSDI

L	Inductance d'inversion
Q	Facteur de qualite de l'inversion electrique
γ	Coefficient d'inversion
R_S	Resistance equivalente aux pertes pendant l'inversion
$\tan\delta$	Angle de perte
φ	Angle entre la tension et le courant
A	Atténuation
h	fonction créneau
h_M	Amplitude de la fonction créneau

Puissances et énergies

E_F	Energie fournie
E_C	Energie cinétique
E_K	Energie potentielle élastique
E_D	Pertes visqueuses
E_T	Energie transférée
W	Energie transférée instantannée
E	Energie totale instantannée
Q	Puissance réactive
P	Puissance active
p	Puissance transférée instantannée

Nom des différentes méthodes utilisées ou développées

Contrôle SSDI (Méthode utilisée)	Inversion de la tension lorsque la tension est extrême
Contrôle SSDI modale (Méthode modale développée)	Inversion de la tension extrême lorsque le déplacement modal du mode ciblé est
Contrôle SSDI Max (Méthode modale développée)	Attente de l'extremum de la tension après un extremum du déplacement modal avant d'inverser la tension
Contrôle à temps réparti (Méthode modale développée)	Inversion de la tension lorsque le déplacement modal du mode le plus énergétique est extrême
Contrôle hybride (Méthode modale développée)	Association des contrôles modaux actif et SSDI

RÉSUMÉ

Le contrôle de vibrations est devenu un enjeu majeur dans de nombreuses applications industrielles où l'augmentation de la durée de vie nécessite de réduire les vibrations. Dans le cas de structures embarquées, les vibrations doivent être amorties efficacement tout en limitant la masse et le volume du contrôleur. Cet objectif peut être atteint en minimisant voire en supprimant l'énergie nécessaire à ce contrôle.

Dans ce contexte, les recherches présentées consistent à utiliser des céramiques piézoélectriques comme capteurs et actionneurs. Légères et peu encombrantes, elles sont constituées de matériaux dont la bande fréquentielle est importante ce qui les rend bien adaptées au contrôle de structures embarquées.

Afin d'atteindre les objectifs de performance et d'énergie nécessaires au contrôle des structures embarquées, une stratégie de contrôle semi-actif modal a été développée. La méthode est basée sur une stratégie de contrôle qui ne nécessite que très peu d'énergie pour fonctionner mais est efficace uniquement lorsque l'excitation est ciblée sur un mode unique. Afin d'améliorer les performances du contrôle semi-actif dans le cas d'une excitation large bande, une approche modale est proposée. Cette méthode modale permet de minimiser l'énergie nécessaire au contrôle en ciblant celui-ci sur des modes choisis. De plus, l'approche modale permet d'utiliser moins de capteurs et d'actionneurs que de modes à contrôler. Les résultats numériques et expérimentaux montrent que le contrôle semi-actif modal développé est performant et bien qu'un modèle soit nécessaire, il s'avère robuste en stabilité et en performance.

Le contrôle de vibrations consiste en un compromis entre performance et énergie de contrôle. Comparés à d'autre type de contrôle tel que le contrôle actif, les performances obtenues par la méthode semi-active modale s'avèrent être en retrait. Cependant, la méthode semi-active modale ne nécessite qu'une énergie très faible pour fonctionner contrairement au contrôle actif qui nécessite des amplificateurs souvent lourds et encombrants limitant fortement les applications notamment dans le domaine des structures embarquées. Afin de bénéficier des avantages respectifs des deux méthodes, le contrôle proposé consiste à associer le contrôle actif au contrôle semi-actif modal. Cette méthode hybride permet de contrôler les modes de vibrations de la structure avec des performances identiques à celle du contrôle actif tout en consommant moins d'énergie. Une application expérimentale de cette méthode est réalisée sur une poutre encastree-libre. L'analyse énergétique de la commande active permet de quantifier le gain en énergie du contrôle hybride face aux différentes mé-

thodes de contrôle. Cette réduction de l'énergie de contrôle se traduit par une diminution de la masse des amplificateurs. Cette technique pourra trouver des applications dans le domaine des transports pour améliorer la durée de vie des systèmes.

ABSTRACT

The control of vibrations has become a major issue in many industrial applications where the increase of lifetime is linked to the ability to reduce vibrations. In the case of onboard structures, vibrations must be efficiently damped while the weight and volume of controllers must be reduced. This can be achieved by minimizing or even bringing to zero the energy used by controls.

In this case, piezoelectric ceramics such as sensors and actuators have been used. The advantages of piezoelectric materials include high achievable bandwidth, reliability, compactness, lightness and ease of implementation, thus making them well-suited to be used as actuators and sensors in the case of onboard structures.

In order to reach performance and energy goals, a strategy consisting in using a semi-active modal control was developed. The proposed control is effectively a high-performance method for applications such as improving the lifetime of systems that use smart structures by concentrating control energy on damaging modes. The method is based on a semi-active method which is efficient when the excitation is located only on one mode of the structure. In order to target several modes when the structure is subject to wide bandwidth excitations, the proposed method uses a modal observer, a technique often used in active control. The observer requires the identification of the modal characteristics of the structure but nonetheless displays good stability and robustness.

Damping performances of this modal method are worse than the active one. Nevertheless active control often requires heavy and cumbersome amplifiers which strongly limit the applications in the field of transportation. The proposed hybrid control associates the active control with modal semiactive control in order to benefit from the respective advantages of both methods. This hybrid method is intended to control vibration modes with the same damping performances than active control while reducing significantly the operative energy. An application on a clamped-free smart beam is carried out and an energetic balance-sheet is performed on the active order.

A decrease in the power required by the control is achieved by the hybrid approach. This allows a decrease on the weight and volume of the active control devices. Therefore, this control can be used for example in the field of transportation to improve the lifetime of systems.

INTRODUCTION

1

SOMMAIRE

1.1	CONTEXTE	2
1.2	AMORTISSEMENT DE VIBRATIONS DE STRUCTURES INTELLIGENTES	5
1.2.1	Matériaux intelligents	5
1.2.2	Contrôles de vibrations par éléments piézoélectriques . . .	9
1.3	POSITIONNEMENT ET OBJECTIFS DE LA THÈSE	19
1.4	ORGANISATION DU MÉMOIRE	21

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 possible 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. Les recherches présentées dans cette thèse s'intéressent à cet enjeu essentiel notamment.

Afin de comprendre les motivations menant au développement des systèmes de contrôle des vibrations, l'introduction qui suit replace l'amortissement vibratoire dans son contexte. Les différentes manières d'atténuer les vibrations ainsi que les différents types de matériaux " intelligents " permettant d'atteindre cet objectif sont tout d'abord présentés. Le contrôle de vibration à partir d'éléments piézoélectriques est ensuite présenté plus spécifiquement.

1.1 CONTEXTE

Le contrôle de vibrations constitue un véritable enjeu dans des domaines aussi variés que l'instrumentation, l'automobile, l'aéronautique ou encore l'aérospatial. Ces domaines font appel à des structures les plus légères possibles et confrontées à un environnement dynamique. Un niveau élevé de vibrations peut être source d'inconfort et peut également engendrer des problèmes de fatigue ou encore perturber le fonctionnement du système entraînant parfois sa destruction. Il est donc nécessaire de réduire au maximum les vibrations.

Le plus souvent, des solutions mécaniques simples suffisent, telles que le déplacement du spectre des vibrations de telle sorte qu'il ne rencontre pas celui des perturbations.

Déplacement du spectre de vibration

Il est par exemple possible d'agir directement sur le design de la structure en augmentant la masse de la structure avec des matériaux à haute densité. Cette solution présente une certaine efficacité sur la bande des hautes fréquences de la structure mais dégrade son comportement en basse fréquence et entraîne une augmentation substantielle de masse.

Une alternative à cette première solution consiste à augmenter la raideur de la structure de manière à rejeter la fréquence des modes résonnants au-delà du spectre d'excitation. Cet objectif peut se révéler difficile à atteindre et le rapport coût/performance est souvent peu convaincant. De plus, cette solution entraîne des concentrations ponctuelles de contraintes provoquant une résistance à la fatigue réduite. Plutôt que de déplacer le spectre de vibration, l'étouffement ou l'absorption de fréquence s'avère être une solution souvent plus adaptée.

Etouffement ou absorption de fréquence

L'amortissement des vibrations peut également être réalisé grâce aux étouffeurs dynamiques accordés (ou Tuned Mass Damper en anglais) qui sont composés de masses concentrées reliées à une structure par l'intermédiaire de ressorts et d'amortisseurs. Lorsque la structure est excitée suivant une fréquence unique, connue et distante des autres fréquences de résonance, la fréquence propre de l'absorbeur de vibrations peut être ajustée de manière à introduire une antirésonance à cette fréquence d'excitation. Les étouffeurs dynamiques accordés sont très répandus notamment dans les industries aéronautiques, automobiles et en génie civil.

Il peut par exemple s'agir d'un radiateur automobile accordé pour filtrer la résonance de la caisse ou d'un réservoir d'eau placé au sommet d'un bâtiment. Avec son poids record de 730



FIGURE 1.1 – L'étouffeur dynamique accordé de la tour de Taipei 101

tonnes, l'absorbeur de vibrations installé dans la tour de Taipei est certainement le plus célèbre.

Néanmoins, la mise en place de ce dispositif impose l'ajout d'une masse, ce qui peut être pénalisant. De plus, cette solution est efficace seulement sur une gamme de fréquences limitée et peut se révéler néfaste si la fréquence d'excitation est mal évaluée ou évolue au cours de la vie de la structure.

Isolement de la structure

Le but de l'isolement de la structure est d'empêcher les vibrations de se propager. L'utilisation d'une suspension est la solution la plus souvent envisagée.

Un des premiers amortisseurs est certainement celui du temple de Segest en Sicile construit durant la seconde moitié du Vème siècle avant J.-C. Les énormes piliers du temple reposent sur une couche d'environ 1 à 2 cm de plomb, ce qui lui a permis de résister aux nombreux séismes qui ont frappé la région au cours des siècles et qui en fait un des mieux conservés, bien qu'inachevé.

Aujourd'hui, de nombreux principes physiques sont utilisés pour réaliser des suspensions performantes : pertes de charge d'un fluide, frottements, comportements hystérétiques, etc. Ces phénomènes sont par exemple utilisés par les amortisseurs à friction, hydraulique ou encore magnéto rhéologique.

Les suspensions hydrauliques sont largement utilisées dans le domaine automobile, en particulier pour découpler le châssis du train de roulement au niveau vibratoire. Le principe de ces suspensions est basé sur la conversion de l'énergie vibratoire en échauffement local par la circulation d'huile dans une enceinte close. Toutefois, la viscosité du fluide ne permet pas d'assurer une performance importante du comportement sur une bande large de fréquence.

Ces dernières années, les suspensions magnétorhéologiques ont fait l'objet d'une attention particulière, en raison notamment de leurs caractéristiques pilotables et de leurs performances. Ces suspensions, basées sur le comportement d'un fluide qui varie par l'action d'un champ magnétique, sont aujourd'hui utilisées sur certains modèles de véhicules de luxe (Cadillac, Buick Lucerne, Ferrari et Audi) [1], mais également dans des machines à laver [2]. Elles sont également utilisées sur des ponts afin de diminuer la vibration en cas de vent, pluie ou trafic important. C'est le cas par exemple du pont Franjo Tudjman à Dubrovnik où les suspensions magnétorhéologiques sont disposées verticalement entre le tablier du pont et les câbles (Fig. (1.2)).



FIGURE 1.2 – Une suspension magnétorhéologique en place sur un hauban du pont Franjo Tudjman à Dubrovnik

Bien que pouvant être très efficaces, ces dispositifs présentent un inconvénient majeur : afin de permettre l'isolation de la structure, les suspensions doivent être placées entre la structure et son environnement sollicitant. Cet inconvénient limite leur application à des systèmes bien particuliers.

Amortissement de la structure

Une solution alternative à l'isolement de la structure consiste à augmenter artificiellement l'amortissement naturel des vibrations, par exemple en ajoutant un matériau dissipatif sur la structure. L'ajout d'un matériau viscoélastique permet par exemple de dissiper les vibrations des structures. Ils sont aujourd'hui couramment utilisés dans les automobiles par exemple dans les amortisseurs, dans les tôles sandwich de la carrosserie (portières, plafond, coffre) et à l'intérieur de l'habitacle y compris dans les sièges. L'objectif est bien entendu la réduction du bruit et des vibrations à l'intérieur de l'habitacle. Malgré les contraintes de poids et de coût, on retrouve également abondamment ce type de matériau en aéronautique pour isoler les systèmes électroniques et de mesure ou tout autre système embarqué qu'il s'agit de protéger des vibrations.

L'amortissement est ici obtenu par transformation de l'énergie mécanique en énergie thermique. Il existe d'autres transformations telles qu'électromécanique vue au chapitre 1.2. Néanmoins, l'utilisation de matériaux dissipatifs présente des inconvénients puisque leur ajout entraîne un surplus de masse et de coût pour des performances en amortissement souvent limitées.



FIGURE 1.3 – Matériaux dissipatifs dans une automobile

Depuis les années 1980 et l'avènement des matériaux intelligents, de nouvelles méthodes de contrôle des vibrations ont vu le jour. Les matériaux intelligents s'imposent aujourd'hui dans les secteurs les plus divers, allant du bâtiment aux équipements sportifs en passant par la biomédecine, la robotique ou le secteur militaire.

1.2 AMORTISSEMENT DE VIBRATIONS DE STRUCTURES INTELLIGENTES

1.2.1 Matériaux intelligents

Les matériaux intelligents, sensibles, adaptatifs et évolutifs, possèdent des fonctions qui leur permettent de se comporter comme capteur (détecter des signaux) ou/et comme actionneur (effectuer une action sur son environnement). Ces matériaux sont capables de modifier spontanément leurs propriétés physiques par exemple leur forme, leur connectivité, leur viscoélasticité ou leur couleur en réponse à des excitations naturelles ou provoquées telles que des variations de température, des contraintes mécaniques, des champs électriques ou magnétiques. Ils sont donc particulièrement bien adaptés au contrôle des vibrations.

Il existe de nombreuses catégories de matériaux intelligents. Les trois catégories les plus étudiées pour le contrôle de vibration sont les alliages à mémoire de forme (AMF), les matériaux piézoélectriques qui sont les plus utilisés et les matériaux électrostrictifs ou magnétostrictifs. Il existe bien d'autres catégories de matériaux intelligents que nous ne considérerons pas dans cette introduction.

1.2.1.1 Alliages à mémoire de forme (AMF)



FIGURE 1.4 – Renforts antisismiques réalisés avec des AMF : une "première" mondiale appliquée au tympan de la basilique St-François.



FIGURE 1.5 – Travail de préparation de la mise en place des dispositifs AMF.

Les **alliages à mémoire de forme (AMF)** sont des alliages possédant plusieurs propriétés qui permettent entre autre de dissiper les vibrations [4] [5]. Déformés à froid, ils retrouvent leur forme de départ au-delà d'une certaine température par suite d'un changement de phase. Le principe physique de base repose sur une transformation réversible (modification de la structure cristalline) en fonction de la température. Ces alliages sont le plus souvent fabriqués à base de nickel-titane (le Nitinol) avec différents éléments d'addition comme du cuivre, du fer, du chrome ou de l'aluminium[6].

ACTION EFFETS	OPTIQUE	MÉCANIQUE	ÉLECTRIQUE	MAGNÉTIQUE	CHIMIQUE	THERMIQUE
OPTIQUE	Photochromes Matériaux – fluorescents – phosphorescents – photoréactifs	Peintures méca- nochromes	Matériaux ONL Electrochromes Cristaux liquides Electroluminescents/ cathodoluminescents	Effet Faraday		Thermochromes (VO2)
MÉCANIQUE	Photostriction	Polymères auxétiques (coef. poisson nég.)	Ferro-piézoélectriques Magnétostrictifs Fluides électro- rhéologiques	Magnétostrictifs	Polymères conducteurs (électroniques et ioniques)	Alliages à mémoire de forme Réticulation thermo-réversible
ÉLECTRIQUE	Pyroélectriques Photoconducteurs	Ferro-piézo- électriques Piézorésistifs Polymères chargés	Polymères conducteurs// oxydes conducteurs – Conducteurs et semi-conducteurs – Matériaux à résistivité: non linéaire varistances (ZnO)			Matériaux à transition de phase isolant/ conducteurs (CTP, CTN) VO2 Polymères chargés
MAGNÉTIQUE				Mémoires magnétiques		
CHIMIQUES	Photodégradables Photodimérisation Photoréticulation	Mécanochimie			Diffusion, Membranes Systèmes à confor- mations variables	Thermoréticulation – Variation de coeffi- cient de diffusion
THERMIQUE			Polymères conducteurs			

FIGURE 1.6 – Différents couplages multi-physiques à la base des matériaux intelligents -
Tableau issu de [3]

Si l'on s'en réfère à la littérature, des expériences à petite échelle établissent la pertinence de cette approche. Mais si les idées sont nombreuses, les applications réelles le sont bien moins et les succès commerciaux se font encore rares.

On peut tout de même citer la basilique St-François d'Assise qui fait l'objet de différents traitements antisismiques grâce à des AMF (Figs. 1.4 et 1.5). L'ajout de ces AMF devrait augmenter d'au moins 50% la résistance aux séismes des structures où ils sont insérés.

1.2.1.2 Matériaux électrostrictifs

Sous l'action d'un champ électrique, les **matériaux électrostrictifs** tel que le PMN-PT se déforment proportionnellement au carré de la polarisation. Contrairement aux matériaux piézoélectriques, la loi de comportement des matériaux électrostrictifs entre la déformation et la polarisation n'est ainsi pas linéaire. De plus, à la différence des matériaux piézoélectriques, il ne réside pas de polarisation rémanente. Le champ électrique appliqué peut donc être plus grand. Cependant, les non linéarités induites par la loi de comportement et les phénomènes d'hystérésis inhérents à ces matériaux les rendent plus délicats à employer pour le contrôle actif de vibrations.

1.2.1.3 Matériaux magnétostrictifs

Les **matériaux magnétostrictifs** peuvent se déformer sous l'action d'un champ magnétique. La capacité de déformation de ces matériaux d'environ 0,2% représente le double de celle des matériaux électrostrictifs. Cette caractéristique les place parmi les plus déformables. De plus le coefficient de couplage de ces matériaux, de l'ordre de 75%, est très élevé. Mais leur rigidité importante les rend moins favorables à l'utilisation en activation. L'inconvénient majeur de ces matériaux est leur mode d'alimentation nécessitant la mise en oeuvre de champs magnétiques, donc de courants très élevés qui s'avèrent souvent complexe à mettre en place.

1.2.1.4 Matériaux piézoélectriques

L'utilisation de **matériaux piézoélectriques** présente divers avantages [7]. 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 [8]. Par ailleurs, ces matériaux peuvent interagir sur des fréquences allant du

Hertz à plusieurs mégaHertz les rendant utiles pour une large gamme d'applications [9]. 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 [10].

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.

Les cristaux : Le cristal piézoélectrique le plus connu est le quartz mais ses propriétés en terme 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.

Les céramiques : Les céramiques piézoélectriques sont incontestablement les matériaux les mieux adaptés à l'heure actuelle pour une utilisation en contrôle de vibration [11]. Ils sont largement répandus grâce à leur faible coût mais également parce qu'ils sont usinables, faciles à transformer et offrent un éventail très large de performances. Il existe de très nombreuses compositions différentes dont les propriétés diélectriques et mécaniques varient considérablement : à chaque situation, il existe une céramique adaptée. Citons entre autres, les titanates de baryum qui sont les ancêtres des céramiques actuelles, la famille des PZT (plomb, zirconate, titanate) qui compte à elle seule cinq à six compositions différentes et qui est la plus utilisée ; les titanates de plomb qui tendent de plus en plus à concurrencer les PZT et enfin les métaniobates de plomb.

Les polymères : Certains polymères tel que le PVDF (PolyVynilDiFluorure) et des copolymères tel 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 temps que capteurs [12], 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 [13].

Les composites : Les composites actifs sont des composites dont certaines fibres ont des propriétés piézoélectriques [14]. Ces matériaux, d'abord développés pour des applications sonar, ont fait leur apparition au début des années 80 et représentent une avancée majeure dans le domaine des matériaux piézoélectriques, depuis l'apparition des PZT dans les années 60. A la différence des céramiques piézoélectriques, le coefficient piézoélectrique longitudinal peut être exploité ce qui se traduit par des facteurs de couplage électromécaniques supérieurs. L'utilisation de fibres piézoélectriques permet d'obtenir un meilleur couplage électromécanique, une meilleure résistance à l'endommagement et permet de s'affranchir du

problème d'espace occupé par les patches piézoélectriques classiques [15]. Leur utilisation semble donc intéressante dans le cadre du contrôle actif des vibrations.

Parmi les applications concernant l'amortissement des vibrations grâce à des fibres piézoélectriques, on peut citer la réalisation de la raquette de tennis Head [16]. Les fibres piézoélectriques sont intégrées en 4 zones de chaque côté du coeur et sur chacune des faces de la raquette là où la déformation est plus importante. L'énergie mécanique provoquée par l'impact de la balle est convertie en énergie électrique par les fibres. En moins d'une milliseconde, le circuit intégré au manche traite le signal et génère une contre vibration qui rigidifie la raquette et renvoie une impulsion au cordage pour optimiser le rebond. Ce système permet de diminuer de moitié les vibrations associées à l'impact de la balle.



FIGURE 1.7 – Raquette HEAD intellifiber utilisant des fibres piézoélectriques contrôlées par un microprocesseur.

1.2.2 Contrôles de vibrations par éléments piézoélectriques

1.2.2.1 Contrôle actif

Né dans les années 30, le contrôle actif de 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 (feedforward 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 [17], est essentiellement déve-

loppé en acoustique [18].

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 génère un contrôle local. Cette méthode présente l'avantage d'être robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des dynamiques non modélisées [19]. 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 colocalisation est attrayante en raison de sa robustesse naturelle [20] [21], elle est toutefois intrinsèquement limitée par le placement imposé de la paire capteur/actionneur. Les deux configurations (locale et globale) ont été comparées [22]. 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 [12]. 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) [23][24]. 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 [25][12][26].

How et Hall [27] 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 obtenue avec une unique boucle de contrôle. Cependant, la réduction du nombre de mesures à disposition dégrade les performances de l'approche locale.

Loi de commande

Le choix de la loi de contrôle est réalisé en fonction de nombreux paramètres tels que des objectifs de contrôle et la possibilité d'obtenir un modèle de la structure. Ce choix dépend également de la complexité et du type de structure à contrôler : continue ou discrète, linéaire ou non linéaire, avec ou sans couplage. En fonction de ces critères de très nombreux algorithmes de commande permettent de calculer une commande : PID, LQG, placement de pôles robustes, commande H_1 standard ou H_∞ ...

Commande linéaire : Dans le but de contrôler des systèmes linéaires et flexibles, le contrôle dit optimal est le plus souvent utilisé. Il permet de régler optimalement un contrôleur en fonction d'un critère à minimiser. La commande Linéaire Quadratique (LQ) est l'un des algorithmes classiquement utilisés. Cette commande, basée sur la minimisation d'un critère quadratique, permet de prendre en compte les objectifs de contrôle et de les pondérer [28] : un compromis peut être réalisé entre les performances et l'énergie consommée par les actionneurs [29].

Commande robuste : Dans le cas de structures présentant une dispersion de leurs caractéristiques mécaniques ou soumises à un environnement variable, le contrôle linéaire qui est basé sur un modèle ne permet pas de garantir les performances et la stabilité du système. Il peut alors être nécessaire d'employer un contrôle de type robuste.

Le but de la commande robuste est de garantir la stabilité et un niveau de performance acceptable pour le système à contrôler malgré un ensemble de variations. Ces variations peuvent être induites par une modification des conditions aux limites, par une évolution de l'environnement qui se répercute sur les caractéristiques mécaniques du système à contrôler ou encore par une modification de l'architecture de la structure.

Un certain nombre de méthodes sont ainsi apparues et en particulier la commande H_∞ . Cette méthode permet de résoudre un problème d'optimisation par une résolution algorithmique [30]. La méthode de résolution la plus utilisée est l'algorithme de Glover-Doyle [31] basé sur la résolution des équations de Riccati.

Cependant, l'utilisation d'un contrôle de type robuste qui permet de garantir la stabilité du système contrôlé est réalisé au détriment des performances du contrôleur [32].

Commande adaptative : Lorsque le comportement de la structure est non linéaire, les commandes linéaires adaptatives peuvent réduire les vibrations de manière efficace. Plusieurs techniques utilisant les acquis

des commandes linéaires peuvent être utilisées. Le séquençement de gains [33][34] [35] est l'une de ces approches. Cette technique aborde la commande d'un système non linéaire en le représentant par l'intermédiaire d'une famille de modèles linéaires autour de certains points de fonctionnement. La mise en oeuvre pratique des méthodes de gains variables a donné des résultats très satisfaisants et a motivé un grand nombre de travaux [36]. Mais, les méthodes utilisées sont souvent intrinsèquement liées à des applications spécifiques. Cette technique atteint rapidement ses limites car rien ne garantit la stabilité du système lorsque l'on s'éloigne des points de synthèse [37].

Commande non linéaire : En effet, lorsque le comportement de la structure est fortement non linéaire ou très évolutif, les commandes linéaires même si elle sont adaptatives peuvent ne plus être assez efficaces. Les algorithmes basés sur la logique floue [38] sont alors intéressants notamment pour le réglage de structures non linéaires ou pour les systèmes pour lesquels il n'existe pas de modèle mathématique [39]. La loi de commande floue consiste à exprimer la commande par des règles linguistiques déduites d'informations énoncées oralement. Le modèle mathématique de la structure n'est donc pas nécessaire. Seules les mesures et une description linguistique du fonctionnement du système ou de la stratégie de pilotage sont utilisés par le contrôleur.

Depuis le premier contrôle basé sur la logique floue et appliqué à une logique industrielle [40], de nombreux développements ont été effectués[41][42]. La stabilité de ces algorithmes [43] et leur robustesse [44] ont été testées et développées pour diverses applications [45] [46].

Il existe donc de nombreuses approches permettant de contrôler activement l'amortissement d'une structure. Bien que très efficaces, ces approches impliquent plusieurs inconvénients dont notamment l'utilisation d'une chaîne complexe composée d'une unité de calcul, d'un système de capteur et d'actionneurs, d'une stratégie de contrôle et de générateurs de tension et/ou d'amplificateurs pour alimenter les actionneurs. D'autre part, de l'énergie extérieure est nécessaire à l'alimentation des échanges d'énergie entre les actionneurs et la structure. Bien que différentes techniques aient été développées dans le but de réduire l'énergie de commande [47][48], l'énergie consommée par les actionneurs reste un inconvénient majeur notamment pour des applications industrielles telles que les structures embarquées.

1.2.2.2 Contrôle passif

Le contrôle passif a l'avantage de 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 [49] [50]. Le circuit résistif ainsi réalisé a le même effet que l'adjonction d'une couche viscoélastique : une faible atténuation sur une bande de fréquence relativement large.

Afin de cibler une fréquence de résonance et d'augmenter les performances du contrôle, l'élément piézoélectrique peut être connecté à une résistance et à une inductance en série [50]. 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 [51] 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 [52][53]. Cependant, les performances du contrôle sont considérablement diminuées [54].
- 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 contrôle. Les systèmes adaptatifs développés ne présentent pas ces inconvénients [55] [53] mais les résultats obtenus restent peu satisfaisants : la méthode est trop lente, difficile à mettre en place et le contrôle est encombrant [56].
- 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 [56].

Un circuit composé de multiples inductances, résistances et capacités peut être par exemple utilisé afin de former plusieurs branches de circuit RLC.

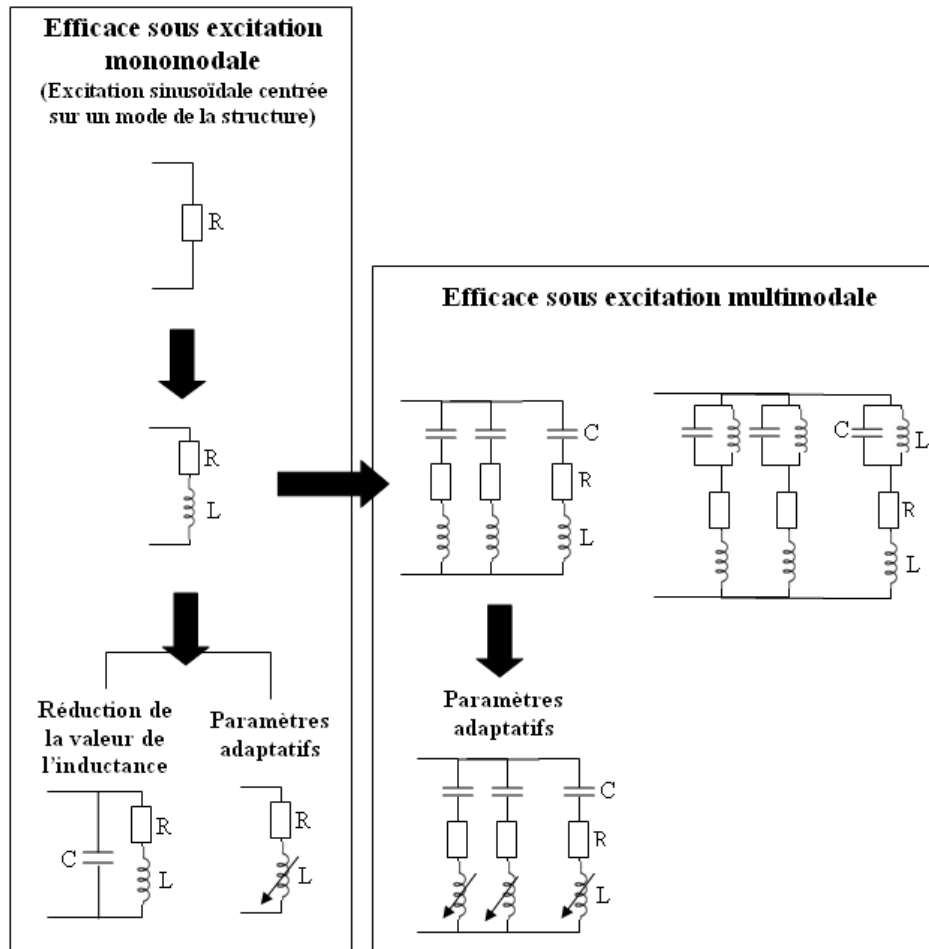


FIGURE 1.8 – Différentes topologies de contrôle passif

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 [57] [58].

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 [59], [60]. Ce système offre l'avantage d'un contrôle multi-modal 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 uns des autres. Le choix des composants électriques est la principale difficulté de ce contrôle : elle limite fortement son application.

1.2.2.3 Contrôle semi-actif

Afin de dépasser les limites du contrôle passif, différents contrôles ont été proposés. Leur objectif commun est d'augmenter les performances en amortissement des techniques piézoélectriques passives tout en mainte-

nant une faible compacité et en utilisant une source minimale d'énergie extérieure. La plupart de ces méthodes repose 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 minimum [61][62]. Dans la suite de cette thèse, ces techniques seront donc nommées semi-actives.

La simplicité et l'efficacité de ces méthodes permettent de les appliquer à différents domaines tels que le contrôle acoustique [63], la récupération d'énergie [64][65] ou encore le contrôle de santé [66]. 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 [67] [68] [69]. 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" [68], 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.

Le "State Switching Absorber" [70] résulte d'un développement de cette première technique. 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 devant être élevée, l'élément piézoélectrique est placé en circuit ouvert et lorsque la vitesse et le déplacement sont en phase, la raideur devant être faible, l'élément piézoélectrique est placé en court-circuit. Une particularité de cette technique réside dans les commutations qui doivent se produire à 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 [71].

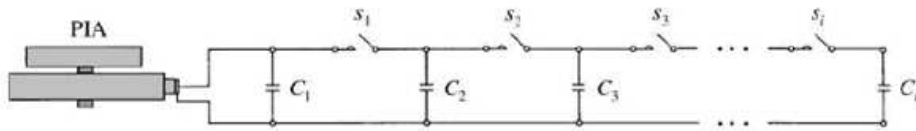


FIGURE 1.9 – Schéma du contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités

Une variante de cette technique consiste à contrôler la raideur de la structure par commutation des éléments piézoélectriques sur un réseau de capacités [72]. 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) [67] 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) [73] 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 se décharge dans 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 [71].

La tension peut également être augmentée en connectant l'élément piézoélectrique à une source de tension continue (SSDV) [74][65]. 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.

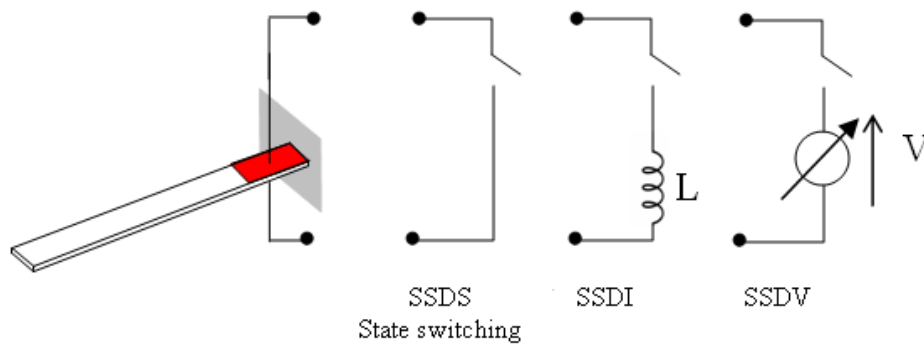


FIGURE 1.10 – Schéma du state switching et du SSDS, du SSDI et du SSDV

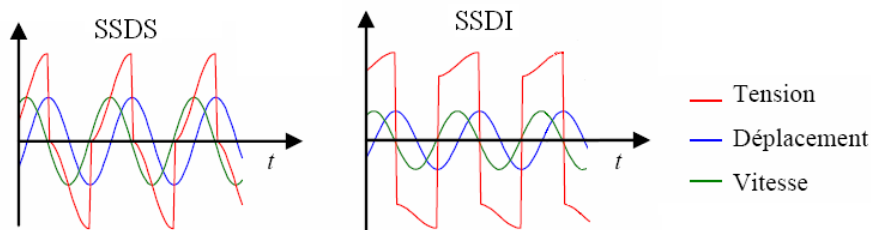


FIGURE 1.11 – Forme du déplacement, de la vitesse et de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique

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 large bande.

Les approches probabiliste [63] et statistique [75] 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 déclanchant 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 [76]. 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.

1.2.2.4 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 [77][78], 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 [79] ou d'utiliser un observateur [80] nécessitant moins de capteurs que de modes à contrôler [81]. 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* d'observation qui peut provoquer des instabilités en se rebouclant avec le *spillover* de contrôle.

Différentes techniques permettent de réduire le *spillover* [82]. Les actionneurs et capteurs peuvent tout d'abord être positionnés de manière à limiter le *spillover* [83]. 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 [84]. 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 contrôle adaptatifs [35] ou non linéaires. [47][48]

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 [85].

1.3 POSITIONNEMENT ET OBJECTIFS DE LA THÈSE

Dans le domaine des structures embarquées, les vibrations sont généralement néfastes et doivent être contrôlées de manière efficace. Par ailleurs, le poids et le volume de l'appareillage de contrôle doivent être limités. L'objectif de ces recherches est de développer des méthodes de contrôle performantes lorsque la structure est excitée sur une large bande tout en minimisant l'énergie nécessaire au contrôle.

La Fig. (1.12) présente les différentes étapes permettant d'aboutir à cet objectif en mettant en exergue les originalités de cette thèse.

Afin de contrôler la structure, des céramiques piézoélectriques ont été choisies pour être utilisées comme capteurs et actionneurs. Légers et peu encombrants, ces matériaux ont une bande fréquentielle importante ce qui les rend bien adaptés au contrôle de structures embarquées.

Pour cibler l'énergie de contrôle sur certains modes, la stratégie de contrôle utilisée est basée sur les techniques de contrôle modal. Ce contrôle permet de définir des performances pour chacun des modes de la structure ce qui en fait un contrôle idéal pour les structures excitées en large bande.

Les méthodes de contrôle modal sont basées sur un modèle modal de la structure instrumentée. Afin d'obtenir ce modèle, différentes techniques d'identification des propriétés mécaniques et électriques sont proposées dans cette thèse.

Le contrôle modal est largement utilisé en contrôle actif. Afin de pouvoir contrôler efficacement la structure, le contrôle actif nécessite un apport d'énergie important généralement réalisé grâce à des amplificateurs lourds et encombrants qui limitent fortement les applications du contrôle actif dans le domaine du transport. Afin de diminuer l'énergie nécessaire au contrôle et donc la masse et le volume de l'appareillage de contrôle, l'originalité de cette thèse réside dans le développement d'un contrôle modal à partir d'un contrôle ne nécessitant que peu d'énergie pour fonctionner : le contrôle semi-actif.

Le contrôle semi-actif ne requiert ni amplificateur de puissance ni algorithme complexe. Cependant, il est conçu pour réduire les vibrations d'un seul mode de la structure. Dans le cas d'une excitation large bande, l'amortissement obtenu peut s'avérer faible.

L'approche modale proposée permet d'obtenir de bien meilleures performances dans le cas d'une excitation large bande tout en consommant une énergie très faible (Fig. (1.13)).

Néanmoins, l'amortissement obtenu par cette méthode est inférieur à celui obtenu par un contrôle actif modal (Fig. (1.13)). Afin d'améliorer les performances du contrôle semi-actif modal et diminuer l'énergie consommée par rapport au contrôle actif modal, un contrôle hybride a été proposé. Ce contrôle consiste à combiner les contrôles modaux semi-actif et actif afin de tirer profit des deux méthodes. Comme le montre la Fig. (1.13), ce contrôle nécessite une énergie réduite pour fonctionner et ses performances sont élevées.

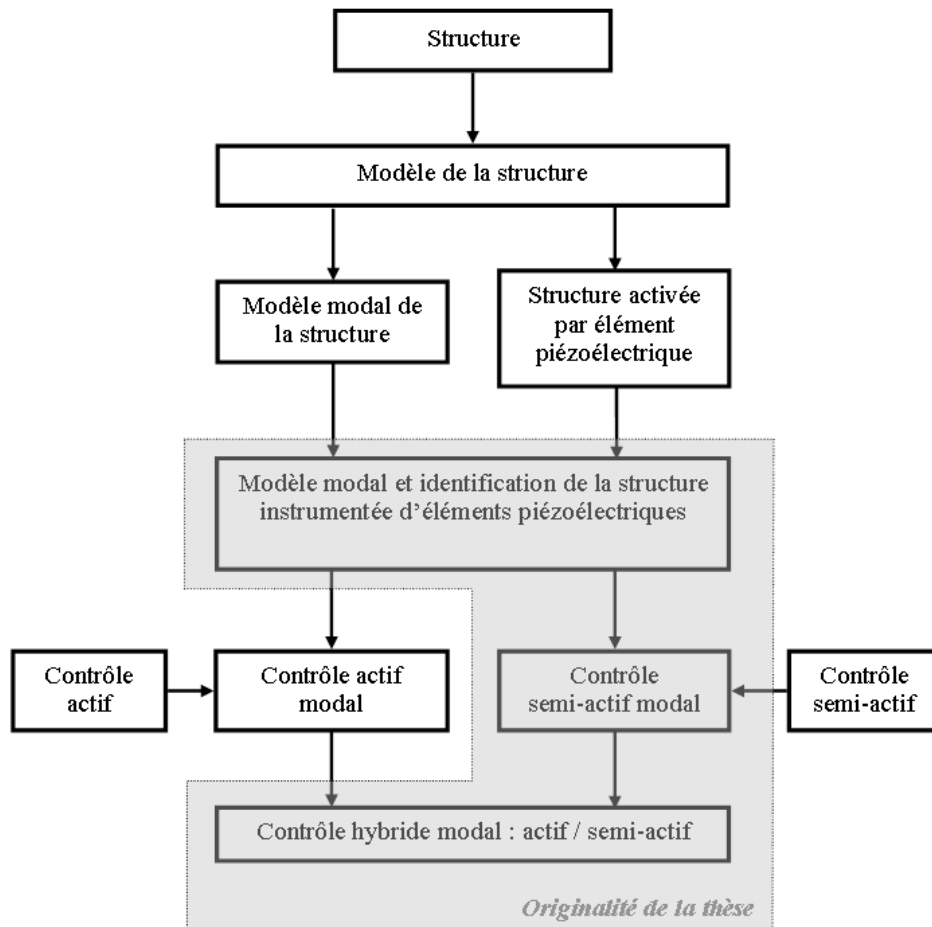


FIGURE 1.12 – Etapes et originalité de la these

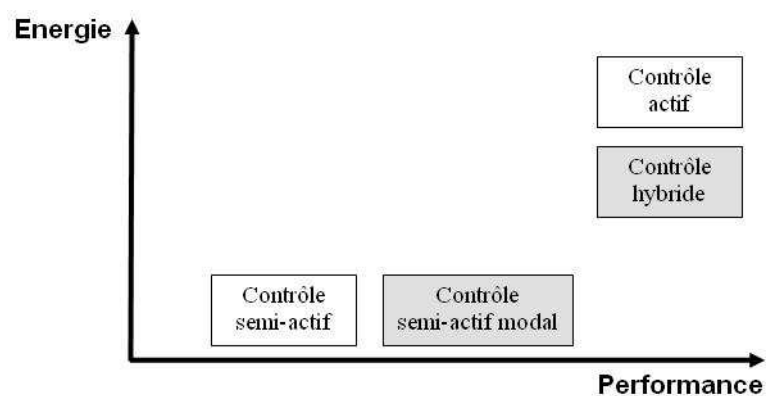


FIGURE 1.13 – Performance obtenue et énergie requise des différents contrôles testés au cours de cette thèse. Les méthodes développées au cours de cette thèse sont signalés par un fond gris.

Les méthodes proposées permettent un compromis entre les performances du contrôle et l'énergie d'action proportionnelle à la masse et au volume du contrôleur. Le choix d'une méthode spécifique proposée est donc à réaliser en fonction des objectifs du contrôle.

1.4 ORGANISATION DU MÉMOIRE

Cette thèse s'articule autour de trois chapitres et s'appuie sur des congrès ou des publications issus des travaux de recherche réalisés durant cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, un modèle électro-mécanique d'une structure équipée d'éléments piézoélectriques est détaillé. Les dimensions et la localisation des éléments piézoélectriques sont déterminées par une analyse éléments finis de façon à optimiser les performances du contrôle. Une identification des paramètres mécaniques et électriques de la structure est réalisée. La comparaison des résultats issus des simulations et expérimentations permet d'analyser la finesse des méthodes d'identification.

Le troisième chapitre s'intéresse au contrôle semi-actif modal. Ce contrôle permet d'augmenter les performances de la technique semi-active SSDI lorsque l'excitation est large bande. Le contrôle est ciblé sur certains modes de la structure grâce à l'utilisation d'un observateur modal, outil largement utilisé en contrôle actif de structure.

Le quatrième chapitre propose différentes variations du contrôle semi-actif modal présenté au troisième chapitre.

- Une première variation, présentée en section 4.1, consiste à améliorer les performances du contrôle semi-actif modal lorsque la structure est excitée sur plusieurs modes. Cette amélioration consiste à modifier la loi de contrôle afin de profiter de l'énergie disponible sur les modes non ciblés.
- Cette méthode a pour inconvénient de nécessiter autant d'actionneur que de modes à contrôler. Afin de réduire ce nombre, la méthode proposée en section 4.2 permet de contrôler à chaque instant le mode le plus énergétique grâce à un unique actionneur.
- Afin d'augmenter l'efficacité de ce type de contrôle, la section 4.3 présente un contrôle hybride qui associe les contrôles modaux semi-actif et actif. L'utilisation du contrôle actif permet d'augmenter l'efficacité du contrôle semi-actif modal.

Le cinquième chapitre présente une étude énergétique des différents types de contrôle présenté dans ce mémoire. Les travaux portent sur l'échange d'énergie entre le système de contrôle et la structure contrôlée. Un bilan sur l'intérêt du contrôle hybride sera dressé.

MODÉLISATION D'UNE STRUCTURE INSTRUMENTÉE D'ÉLÉMENTS PIÉZOÉLECTRIQUES

SOMMAIRE

2.1	POINT DE DÉPART : MODÈLE D'UNE SMART STRUCTURE	24
2.1.1	Formulation généralisée	24
2.1.2	Modèle modal	26
2.1.3	Conditions électriques : utilisation des éléments piézoélec- triques en court circuit ou en circuit ouvert	27
2.2	DESIGN DE LA STRUCTURE EXPÉRIMENTALE	31
2.2.1	Description de la structure instrumentée	31
2.2.2	Modélisation de la smart structure avec Ansys	31
2.2.3	Dimensionnement de la poutre	32
2.2.4	Positionnement des capteurs piézoélectriques	35
2.2.5	Bilan des choix effectués	39
2.3	IDENTIFICATION DE LA STRUCTURE INSTRUMENTÉE	42
2.3.1	Principe de l'identification	42
2.3.2	Application	47
	CONCLUSION	56

DANS le cas du contrôle de structures par éléments piézoélectriques, une modélisation par éléments finis est souvent nécessaire pour comprendre le comportement dynamique de la structure. Cette modélisation permet de placer les éléments piézoélectriques de manière à obtenir les meilleures performances possibles en terme de contrôle. Elle permet également de réaliser une prédiction des performances du contrôle. L'identification de la structure instrumentée permet alors de valider le modèle éléments finis.

2.1 POINT DE DÉPART : MODÈLE D'UNE STRUCTURE INSTRUMENTÉE D'ÉLÉMENTS PIÉZOÉLECTRIQUES

2.1.1 Formulation généralisée

L'objectif dans cette partie est de fournir un modèle d'état d'une structure instrumentée avec des éléments piézoélectriques.

2.1.1.1 Equation d'état mécanique

La relation entre le travail des forces conservatrices et les énergies cinétiques et potentielles est exprimée grâce à la relation de Hamilton [86] :

$$\int_{t_1}^{t_2} \delta(E_C - E_K)dt + \int_{t_1}^{t_2} \delta\tau dt = 0$$

ou τ , E_C et E_K sont respectivement le travail des forces conservatrices, l'énergie cinétique et l'énergie potentielle. Pour résoudre cette équation, la formulation basée sur une méthode variationnelle et utilisant le principe du travail virtuel est largement référencée [87] et mène aux équations de la structure suivante :

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E\delta = -\alpha V \quad (2.1)$$

Avec

δ est le vecteur de déplacement,

m , c et k^E sont respectivement les matrices de masse, d'amortissement et de raideur lorsque les éléments piézoélectriques sont en court circuit,

α est la matrice des coefficients électromécaniques,

V est le vecteur de tension aux bornes des éléments piézoélectriques.

Les coefficients électromécaniques α sont liés aux classiques facteurs de couplage électromécanique k qui caractérisent, pour chaque mode, l'échange d'énergie entre la structure mécanique et les patches piézoélectriques.

Les dimensions de ces matrices représentatives de la structure et de ses propriétés sont données dans le Tab. (2.1).

2.1.1.2 Equation d'état électrique

Cette équation mécanique du système n'est pas suffisante pour modéliser complètement le couplage électromécanique de la structure. En effet, il faut lui ajouter une équation électrique qui traduit l'effet mécanique sur les grandeurs électriques des éléments piézoélectriques collés sur la structure.

Les équations constitutives d'un élément piézoélectrique seul peuvent s'écrire sous la forme suivante [88] pour des matériaux de symétrie (∞ mm) tels que les céramiques ferroélectriques de type PZT :

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{31} \\ 0 & 0 & d_{33} \\ 0 & d_{15} & 0 \\ d_{15} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{13} & d_{13} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{22}^T & 0 \\ Id & 0 & \epsilon_{33}^T \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Avec T la contrainte, S la déformation, D le déplacement électrique, E le champ électrique, ϵ la permittivité électrique, s la matrice de compliance, d la constante piézoélectrique traduisant la proportionnalité entre la charge et la contrainte à champ constant ou nul. Enfin l'exposant $()^T$ signifie que la valeur est définie à déformation constante et l'exposant $()^E$ signifie que la valeur est définie alors que les électrodes sont en court circuit.

Dans le cas d'un barreau long, comprimé selon sa direction de polarisation $\vec{P}$, les contraintes principales ont pour direction T_3 . Les contraintes T_1 et T_2 sont négligées :

$$T_1, T_2 \ll T_3 \quad (2.4)$$

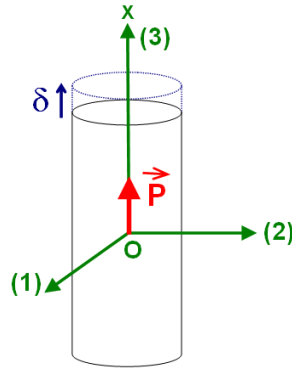


FIGURE 2.1 – Schéma d'un barreau long comprimé selon sa direction de polarisation

Cette hypothèse permet de simplifier les équations précédentes qui deviennent :

$$S_3 = s_{33}^E T_3 + d_{33} E_3 \quad (2.5)$$

$$D_3 = \epsilon_{33}^T E_3 + d_{33} T_3 \quad (2.6)$$

D'où :

$$D_3 = \frac{d_{33}}{s_{33}^E} S_3 + \left(-\frac{d_{33}^2}{s_{33}^E} + \epsilon_{33}^T \right) E_3 \quad (2.7)$$

En considérant E_3 et S_3 comme des paramètres indépendants, l'intégration spatiale de cette équation piézoélectrique conduit à l'expression suivante :

$$Q = -\alpha^t \delta + C_0 V \quad (2.8)$$

Avec

δ est le vecteur de déplacement,

Q est la matrice des charges,

C_0 est la matrice des capacités,

α est la matrice des coefficients électromécaniques,

V est le vecteur de tension.

Les dimensions de ces paramètres sont données dans le Tab. (2.1).

Les variations étant faibles, il est possible de simplifier ce modèle en considérant le déplacement uniquement autour de l'état d'équilibre et en adoptant les conventions générateur :

$$I = \alpha^t \dot{\delta} - C_0 \dot{V} \quad (2.9)$$

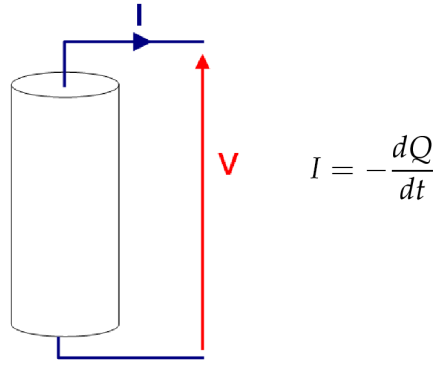


FIGURE 2.2 – Convention générateur

2.1.1.3 Equation d'état de la structure

D'après les Eqs. (2.1) et (2.9), les équations électrique et mécanique du système peuvent s'écrire sous la forme :

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E \delta = -\alpha V \quad (2.10)$$

$$I = \alpha^t \dot{\delta} - C_0 \dot{V} \quad (2.11)$$

2.1.2 Modèle modal

Le contrôle développé dans ce manuscrit est basé sur un modèle modal de la structure instrumentée d'éléments piézoélectriques. Les équations précédentes doivent donc être formulées sous une forme modale. Pour ce faire, le changement de variable suivant est effectué :

$$\delta = \phi q \quad (2.12)$$

où ϕ est la matrice des modes propres de la structure et q est le vecteur de déplacement modal composé des N modes de la structure.

Les Eqs. (2.10) et (2.11) du comportement dynamique de la structure deviennent :

$$m\phi\ddot{\delta} + c\phi\dot{q} + k^E\phi q = -\alpha V \quad (2.13)$$

$$I = \alpha^t \phi \dot{q} - C_0 \dot{V} \quad (2.14)$$

En pré multipliant les Eqs. (2.13) et (2.14) par ϕ^t , il vient :

$$\phi^t m \phi \ddot{q} + \phi^t c \phi \dot{q} + \phi^t k^E \phi q = -\phi^t \alpha V \quad (2.15)$$

$$I = \alpha^t \phi \dot{q} - C_0 \dot{V} \quad (2.16)$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme modale suivante :

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K^E q = -\theta V \quad (2.17)$$

$$I = \theta^t \dot{q} - C_0 \dot{V} \quad (2.18)$$

Avec M , C et K^E respectivement les matrices modales diagonales et positives de masse, d'amortissement, de raideur et θ la matrice modale de couplage électromécanique définie par :

$$\theta = \phi^t \alpha \quad (2.19)$$

Les dimensions de ces matrices sont données dans le Tab. (2.1).

Les Eqs. (2.17) et (2.18) sont les équations modales d'une structure instrumentée d'éléments piézoélectriques. L'Eq. (2.17) contient la dynamique de la structure instrumentée d'éléments piézoélectriques et l'Eq. (2.18) est une équation électrique qui relie les déplacements modaux aux intensités et tensions des éléments piézoélectriques. A la différence de la plupart des modèles cités dans la littérature, ce modèle général ne prend pas en compte le fait qu'un élément piézoélectrique soit actionneur ou capteur. La différence entre les deux types de composants se situe au niveau des conditions électriques imposées aux bornes des éléments piézoélectriques.

2.1.3 Conditions électriques : utilisation des éléments piézoélectriques en court circuit ou en circuit ouvert

Les éléments piézoélectriques présentent une impédance interne capacitive (nommé Z sur les schémas ci-dessous). Dans le cas où les éléments piézoélectriques sont connectés à un appareil de mesure, il est nécessaire de prendre certaines précautions. En effet, brancher aux bornes de l'élément piézoélectrique un appareil ayant une impédance d'entrée élevée peut engendrer une décharge de la capacité, modifiant la mesure aux bornes du capteur piézoélectrique ou même la rendant impossible.

Capteurs : utilisation d'amplificateur de charge ou de tension

Pour pouvoir mesurer la tension ou l'intensité aux bornes du capteur sans perturber la mesure, il est possible d'utiliser un amplificateur de tension ou un amplificateur de charge.

L'utilisation d'un amplificateur de tension est la solution la plus souvent

Paramètre	Signification	Dimension (ligne x colonne)
Matrices Réelles		
m	matrice réelle diagonale et positive de masse	$n \times n$
c	matrice réelle diagonale et positive d'amortissement	$n \times n$
k^E	matrice réelle diagonale et positive de raideur	$n \times n$
α	matrice réelle de couplage électromécanique	$n \times p$
δ	vecteur réel de déplacement	$n \times 1$
V	vecteur de tension	$p \times 1$
I	vecteur d'intensité	$p \times 1$
C_0	matrice de capacité des éléments piézoélectriques	$p \times p$
Matrices Modales		
M	matrice modale diagonale et positive de masse	$N \times N$
C	matrice modale diagonale et positive d'amortissement	$N \times N$
K^E	matrice modale diagonale et positive de raideur	$N \times N$
θ	matrice modale de couplage électromécanique	$N \times p$
θ	matrice modale de couplage électromécanique	$N \times p$
q	vecteur de déplacement modal	$N \times 1$
Matrice de changement de base		
ϕ	matrice des modes propres	$n \times N$

TABLEAU 2.1 – Dimensions des matrices de paramètre utilisés dans les équations d'état

choisie. Son impédance d'entrée est importante et permet d'obtenir une tension en sortie du conditionneur (noté V_{out}) aussi proche que possible de la Dans ce cas, l'intensité aux bornes de l'élément piézoélectrique est nulle :

$$I = 0 \quad (2.20)$$

Soit d'après les Eqs. (2.18) et (2.20) :

$$\theta^t q - C_0 V = 0 \quad (2.21)$$

L'utilisation d'un amplificateur de tension est bien adaptée aux structures dont les fréquences propres sont importantes, mais ce type d'appareil atteint ses limites lorsque les fréquences propres de la structure sont faibles. En effet, l'impédance du circuit composée de la capacité de l'élément piézoélectrique peut s'écrire sous la forme :

$$Z = \frac{1}{jC_0\omega} \quad (2.22)$$

En basse fréquence, l'impédance de l'élément piézoélectrique est donc élevée. Or le principe de l'amplificateur de tension est de fournir une impédance beaucoup plus élevée que celle de l'élément piézoélectrique afin d'obtenir une tension en sortie du conditionneur aussi proche que possible de la tension du capteur. Si l'impédance de l'élément piézoélectrique est très importante, ce qui est le cas en basse fréquence, elle n'est plus négligeable devant l'impédance de l'amplificateur ce qui peut provoquer un déphasage entre la tension de sortie du conditionneur et la tension du capteur.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser un amplificateur de charge.

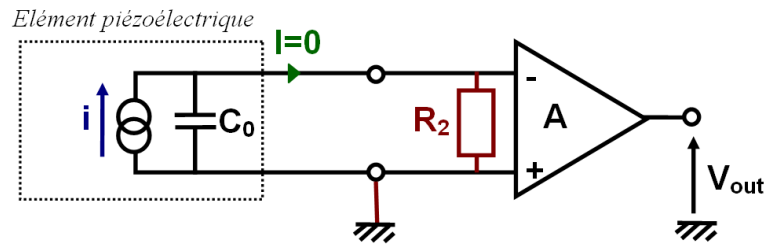


FIGURE 2.3 – Amplificateur de tension

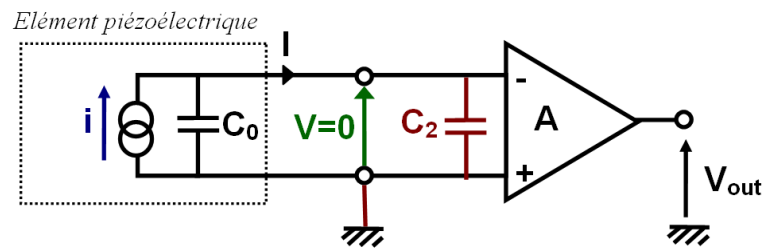


FIGURE 2.4 – Amplificateur de charge

L'amplificateur de charge impose une tension quasi nulle sur son entrée. Dans ce cas, l'élément piézoélectrique se comporte comme s'il était en court circuit.

$$V = 0 \quad (2.23)$$

Les charges délivrées par le capteur sont transférées dans la capacité C_2 de contre réaction de l'amplificateur de charge. La capacité C_2 est choisie de manière à ce qu'elle soit très grande devant la capacité interne de l'élément piézoélectrique. Dans ce cas, l'impédance qui est proportionnelle à l'inverse de la capacité est très faible devant l'impédance de l'élément piézoélectrique.

Il en résulte d'après les Eqs. (2.18) et (2.23) :

$$I = \theta^t \dot{q} \quad (2.24)$$

Actionneur :

Lorsque l'élément piézoélectrique est utilisé en tant qu'actionneur, la tension est imposée par une source de tension. Or les sources de tension ont des impédances faibles. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser un conditionnement particulier.

Dans le cas particulier où les fréquences sont très élevées (de l'ordre de 100 kHz à 1MHz), les sources de tension habituellement utilisées ne permettent pas de fournir suffisamment de tension. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur ayant une impédance faible. La solution généralement retenue consiste à utiliser un transformateur d'adaptation qui fournit l'énergie à la résonance du circuit.

Néanmoins, les fréquences étudiées au cours de cette thèse sont celles de structure mécaniques classiques et sont donc suffisamment faibles pour que l'utilisation d'un amplificateur ne soit pas nécessaire.

Notations :

Dans la suite du mémoire, on notera "co" les éléments en circuit ouvert c'est à dire les éléments piézoélectriques non utilisés ou connectés à un appareil ayant une impédance beaucoup plus importante que celle de l'élément piézoélectrique. Dans notre cas, compte tenu de la forte impédance d'entrée offerte par l'étage d'entrée de mesure, la tension aux bornes des capteurs rentre dans cette catégorie et sera notée "co".

On notera "cc" les éléments piézoélectriques en "court circuit" c'est à dire les éléments piézoélectriques connectés à un appareil ayant une impédance beaucoup plus faible que l'impédance de l'élément piézoélectrique. En effet, les actionneurs sont pilotés par un amplificateur à faible impédance de sortie et rentrent donc dans cette catégorie. Ils seront donc notés "cc".

Equation d'état :

En séparant les paramètres étant en court circuit et en circuit ouvert, l'Eq. (2.17) s'écrit de la façon suivante :

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K^E q = -\theta_{cc} V_{cc} - \theta_{co} V_{co} \quad (2.25)$$

En circuit ouvert ou lorsque la tension aux bornes du patch piézoélectrique est mesurée par un amplificateur de tension, l'intensité délivrée par le capteur est nulle. Par conséquent, l'Eq. (2.25) devient :

$$\theta_{co}^t q - C_0 V_{co} = 0 \quad (2.26)$$

Et dans ces conditions, l'Eq. (2.17) peut s'écrire sous la forme :

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K' q = -\theta_{cc} V_{cc} \quad (2.27)$$

avec

$$K' = K^E + \theta_{co} C_0^{-1} \theta_{co}^t \quad (2.28)$$

Ces deux dernières équations montrent que lorsque les éléments piézoélectriques sont en circuit ouvert, il y a une augmentation de la raideur de la structure induite par la raideur électrique du patch piézoélectrique.

A contrario, les éléments piézoélectriques en court circuit n'entraînent pas de modification de la raideur piézoélectrique de la structure.

2.2 DESIGN DE LA STRUCTURE EXPÉRIMENTALE

2.2.1 Description de la structure instrumentée

La smart structure utilisée au cours des différentes parties de ce mémoire est constituée d'une poutre encastree libre, en duralumin (AU₄G) de section rectangulaire dont les caractéristiques sont données dans le Tab. (2.2) présenté en fin de chapitre.

En vue de réaliser les différents types de contrôle, quatre éléments piézoélectriques de type PZT P188 (PZT Navy II de Saint-Gobain Quartz, Nemours-France) sont utilisés. Les deux premiers serviront en tant qu'actionneurs et les deux suivants en tant que capteurs. Ces éléments sont collés sur la structure avec une résine epoxy de type Araldite D. Le but du contrôle est d'amortir les premiers modes de vibrations.

Les dimensions de la structure ainsi que le positionnement des capteurs et des actionneurs est un des aspects qui conditionnent les performances du contrôle. Pour se mettre dans des conditions expérimentales favorables, il a été choisi de positionner les actionneurs piézoélectriques de part et d'autre de la surface de la structure au niveau de l'encastrement. En effet, c'est à cet endroit que les déformations sont les plus importantes et donc que l'efficacité des actionneurs est maximale. La longueur et l'épaisseur de la structure, ainsi que la position des capteurs piézoélectriques sont déterminées de manière à optimiser l'efficacité du contrôle sur les premiers modes. Cette analyse est réalisée par simulation avec le logiciel ANSYS.

2.2.2 Modélisation de la smart structure avec Ansys

Afin de prendre en compte l'effet piézoélectrique et afin d'avoir le même maillage de part et d'autre de l'interface poutre-céramiques, la structure complète est maillée en 3D par les éléments Solid45, éléments volumiques à 8 noeuds, chaque noeud étant constitué de 3ddl en translation. Les éléments piézoélectriques sont maillés par des éléments volumiques à 8 noeuds Solid5 constitués de 3 ddl en translation et 1 ddl de potentiel électrique pour chaque noeud. La colle réalisant l'interface entre les éléments piézoélectriques et la poutre n'est pas modélisée. La poutre est encastree à l'origine. Les potentiels électriques de tous les noeuds de l'interface poutre éléments piézoélectriques sont contraints à zéro. Les potentiels électriques des noeuds de chaque face externe des éléments piézoélectriques sont couplés pour tenir compte de l'uniformité du potentiel électrique dans les électrodes. Lorsque l'élément piézoélectrique est en court circuit, le potentiel des éléments piézoélectrique est fixé à zéro alors que lorsque l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert, son potentiel est laissé libre.

2.2.3 Dimensionnement de la poutre

Pour dimensionner la structure, il a été choisi d'utiliser comme paramètre à optimiser le coefficient de couplage piézoélectrique.

2.2.3.1 Coefficient de couplage électromécanique

Chaque élément piézoélectrique collé sur la structure est caractérisé par un coefficient de couplage électromécanique. Ce coefficient adimensionnel traduit la part d'énergie électrique convertie en énergie mécanique dans le cas d'un actionneur ou la part d'énergie mécanique convertie en énergie électrique dans le cas d'un capteur. Il représente l'efficacité de la conversion piézoélectrique.

Ce coefficient de couplage est différent de celui donné par les fabricants de matériaux piézoélectriques. Ce dernier est de l'ordre de 60% et se rapporte à la céramique piézoélectrique seule. Il n'est valable que pour une déformation quasi-statique et ne tient pas compte de la dynamique de la structure et des différents modes de résonance possibles.

Le coefficient de couplage électromécanique d'un élément piézoélectrique collé sur une structure est beaucoup plus faible (<15%). En effet, seule une partie de l'énergie mécanique présente dans la structure assure la conversion électromécanique. Le coefficient de couplage électromécanique s'exprime alors en fonction des caractéristiques du matériau, de la structure et de la position des éléments piézoélectriques sur la structure.

Le coefficient de couplage peut être défini de la façon suivante [89] :

$$k^2 = \frac{E_m^2}{E_d E_K} \quad (2.29)$$

Avec E_m , l'énergie mutuelle (ou électromécanique) définie par :

$$E_m = \frac{1}{4} (q^t [\theta] V + V^t [\theta]^t q) \quad (2.30)$$

E_K , l'énergie définie par :

$$E_K = \frac{1}{2} q^t [K^E] q \quad (2.31)$$

E_D , l'énergie diélectrique définit par :

$$E_D = \frac{1}{2} V^t [C_0^{-1} \theta] V \quad (2.32)$$

A partir de la théorie des perturbations, Naillon et al [89] montrent que le coefficient de couplage électromécanique d'un mode particulier peut être exprimé en fonction de l'écart des pulsations de résonance obtenu lorsque l'élément piézoélectrique est utilisé en court circuit ou lorsqu'il est utilisé en circuit ouvert :

$$k^2 = \frac{f_{co}^2 - f_{cc}^2}{f_{cc}^2} \quad (2.33)$$

2.2.3.2 Résultats

Pour un élément piézoélectrique, le coefficient de couplage traduit la part d'énergie électrique par rapport à l'énergie mécanique totale présente dans la structure. Bien entendu, ce rapport dépend fortement de la position de l'élément piézoélectrique sur la structure : pour un mode donné, le coefficient de couplage sera d'autant plus important que l'élément piézoélectrique est placé au niveau d'un maximum de déformation. La Fig. (2.5) montre l'évolution du coefficient de couplage de l'élément piézoélectrique placé à l'encastrement et mesurant 5 cm en fonction de l'épaisseur et de la longueur de la poutre et ce pour les trois premiers modes de flexion de la structure. L'épaisseur de la structure varie entre 1 et 2 mm et la longueur entre 20 et 30 cm.

Afin d'obtenir un coefficient de couplage élevé, la part d'énergie électrique contenue dans l'élément piézoélectrique doit être la plus importante possible comparée à la part d'énergie mécanique totale contenue dans la structure. Or pour un élément piézoélectrique donné et pour une même courbure de la structure, l'énergie électrique de l'élément piézoélectrique ne dépend pas des dimensions de la structure sur laquelle il est collé. Cependant, plus la longueur de la structure est importante ou/et plus son épaisseur est faible, plus l'énergie totale de la structure est importante, réduisant par là même le coefficient de couplage de l'élément piézoélectrique. Le premier mode de la structure ne présentant pas de changement de signe de la courbure, le coefficient de couplage le plus important sera obtenu pour une structure de longueur maximale et d'épaisseur minimale.

Pour les modes suivants, il est nécessaire de prendre en compte l'évolution des formes modales avec la longueur de la structure. Pour les modes élevés la position du maximum de déformation évolue avec la longueur de la structure et des changements de signe de la courbure peuvent intervenir. La Fig. (2.6) présente l'évolution de la forme modale du 3ème mode de vibration avec la longueur de la structure. Pour un élément piézoélectrique de 5 cm situé à l'encastrement, une longueur de structure de 30 cm implique une déformation de la structure (et donc de l'élément) piézoélectrique plus importante qu'une longueur de 25 cm.

Avant de déterminer les caractéristiques de la structure, il est nécessaire de vérifier l'éloignement de chacune des fréquences propres du système. Lorsque les modes de torsion (mode 3 et 5) sont proches des modes de flexion (notamment des modes 2 et 4) un couplage entre les modes peut apparaître et entraîner des difficultés de contrôle. Afin d'éviter d'être dans ce cas, la Fig. (2.7) présente les différences de fréquence des modes deux à deux. Force est de constater que pour une épaisseur de 1,2 mm, le troisième et le quatrième mode sont très proches. De même pour une épaisseur de 1 mm, les fréquences de vibrations des modes 4 et 5 sont quasi-identiques.

Par conséquent, afin que tous les modes soient éloignés les uns des autres, l'épaisseur de la structure choisie est de 2 mm et pour obtenir un

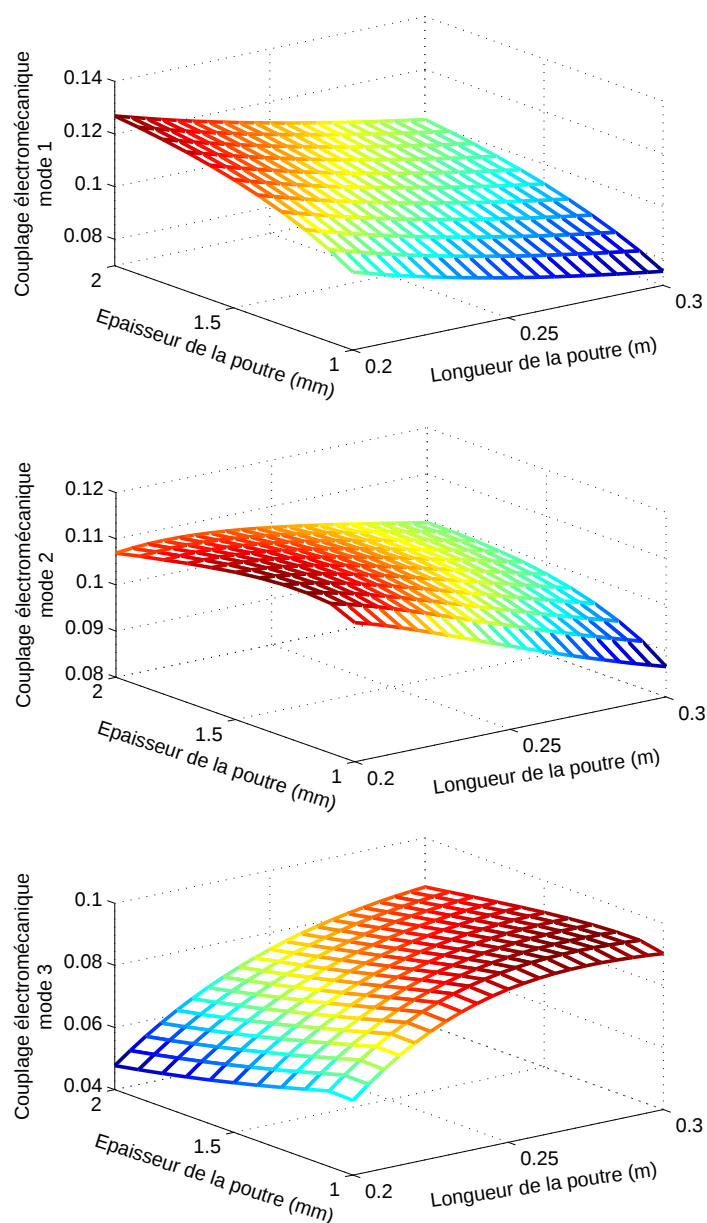


FIGURE 2.5 – Evolution du coefficient de couplage des trois premiers modes de flexion en fonction de l'épaisseur et de la longueur de la poutre

coefficient de couplage significatif sur chacun des trois premiers modes, la longueur de la structure choisie est de 25 mm.

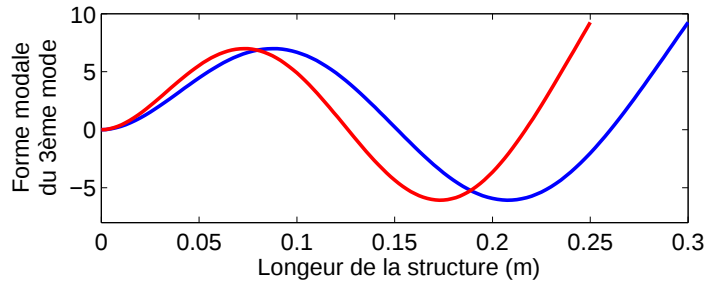


FIGURE 2.6 – Comparaison des formes modales du troisième mode de vibration pour une longueur de structure de 30 cm (courbe bleue) et pour une longueur de structure de 25 cm (courbe rouge)

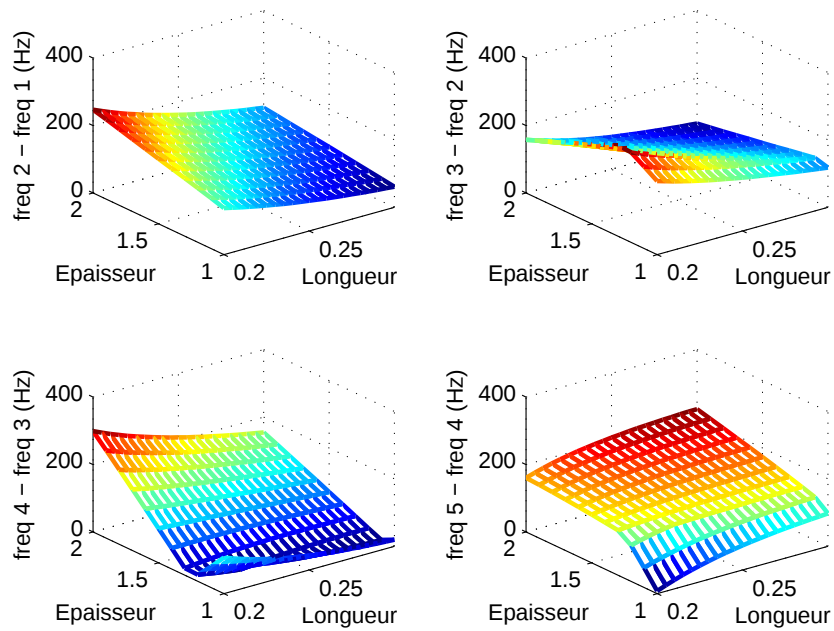


FIGURE 2.7 – Différences de fréquences entre les différents modes en fonction de l'épaisseur et de la longueur de la poutre - mode 1, 2 et 4 : mode de flexion - mode 3 et 5 : mode de torsion

2.2.4 Positionnement des capteurs piézoélectriques

De nombreuses études ont été consacrées au problème du positionnement de capteurs et d'actionneurs [90] et les différentes techniques, qui reposent sur la maximisation d'un critère d'efficacité peuvent être regroupées en deux classes :

- les méthodes de placement boucle ouverte, c'est-à-dire fondées uniquement sur une représentation boucle ouverte de la structure. Ces ap-

- proches sont généralement simples et reposent sur des grandeurs directement calculables à partir d'un modèle, telles que l'énergie de déformation [91] où les grammiens de gouvernabilité et d'observabilité [92],
- les méthodes boucles fermées qui prennent simultanément en compte le positionnement des actionneurs et l'algorithme de commande [93] [94]. Cette approche, plus complexe que la précédente, semble toutefois avantageuse puisqu'elle permet de tenir compte de la nouvelle répartition d'énergie au sein de la structure et des modifications de modes et de déformées dues à la commande en boucle fermée. Son principal inconvénient est que l'algorithme de commande doit être connu. De plus, cette méthode repose sur des techniques optimales ou suboptimales numériquement lourdes, donc difficiles à mettre en oeuvre sur des systèmes d'ordre élevé. C'est pour ces raisons que nous avons choisis la méthode boucle ouverte pour placer les actionneurs.

Le critère choisi est basé sur le coefficient de couplage électromécanique de la structure. Pour un mode concerné, ce coefficient traduit la part d'énergie mécanique convertie en énergie électrique. Il semble par conséquent être bien adapté au placement des capteurs.

La recherche de la position optimale peut être réalisée simultanément pour les deux capteurs en envisageant toutes les combinaisons possibles dans leur placement. Cependant, le nombre de combinaisons possibles devient rapidement important et nécessite un coût informatique important. Etant donné que, dans le cas étudié, les coefficients de couplage ne dépendent que faiblement de la rigidité des éléments piézoélectriques, il a été choisi de déterminer deux positions optimales en faisant varier la position d'un seul élément piézoélectrique le long de la structure. L'influence du deuxième capteur sur le coefficient de couplage est donc supposé négligeable. La vérification de cette hypothèse a été effectuée en recalculant le critère de positionnement lorsque les deux capteurs piézoélectriques sont placés en position optimale.

L'algorithme utilisé calcule l'emplacement optimal des capteurs piézoélectriques à partir des coefficients de couplage des premiers modes de la structure et d'un critère d'optimisation du positionnement. La Fig.(2.8) présente l'évolution du coefficient de couplage des trois premiers modes de la structure en fonction de chacune des positions possibles des capteurs, les coefficients de couplage étant calculés sur 33 positions réparties le long de la poutre.

Un critère J_1 permettant de calculer la position optimale peut dans un premier temps s'exprimer comme la somme des coefficients de couplage :

$$J_1 = \sum_{i=1}^N Q_i k_i \quad (2.34)$$

avec $N=3$, le nombre de modes contrôlés et Q_i , une pondération qui peut être associée à chacun des modes de façon à privilégier ou réduire l'influence de chacun des modes.

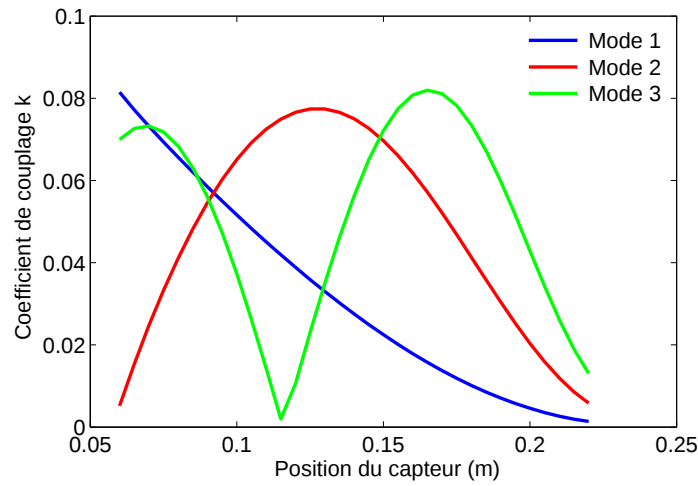


FIGURE 2.8 – Coefficient de couplage k calculé pour les 3 premiers modes de la structure

Le résultat de ce premier critère, sans pondération des trois modes, est donné Fig. (2.9) et il paraît judicieux de :

- placer le premier capteur en début de structure (juste après l'actionneur) ce qui ne permet pas d'observer le mode 2 mais permet d'observer correctement les modes 1 et 3
- placer le second capteur là où la déformation du mode 2 est maximale, ce qui ne permet pas d'observer suffisamment les modes 1 et 3 mais permet d'observer le mode 2.

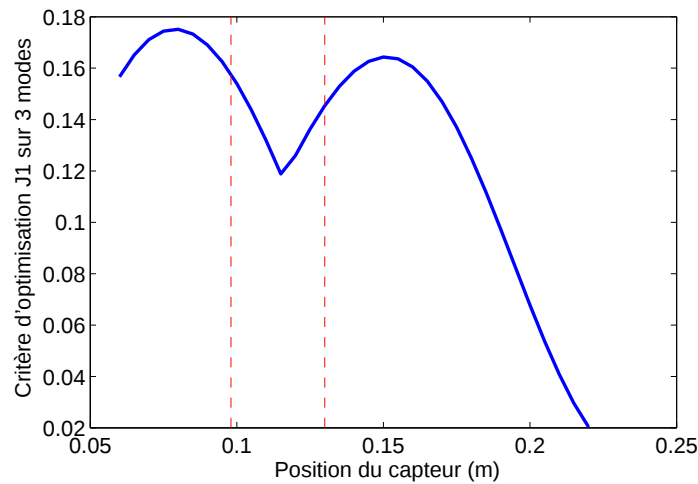


FIGURE 2.9 – Critère d'optimisation J_1 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 3 premiers modes

Le placement des capteurs peut être amélioré en prenant en compte chacun des coefficients de couplage se rapportant aux modes modélisés mais non contrôlés afin de diminuer le risque de spillover d'observation. En effet les signaux observés et décomposés sur les trois premiers modes

du modèle peuvent être pollués par des modes d'ordre supérieur. Pour diminuer ce risque de pollution, le critère de placement des capteurs doit prendre en compte les modes supérieurs du système. En prenant en compte les 6 premiers modes, les résultats obtenus sont présentés Fig. (2.10).

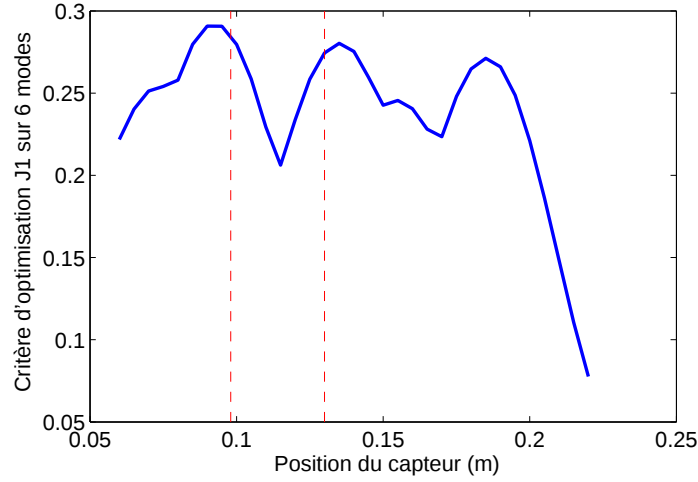


FIGURE 2.10 – Critère d'optimisation J_1 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 6 premiers modes

Par ailleurs, ce critère est un critère d'ensemble ce qui peut être dommageable pour certains modes. Le critère J_1 peut être complété par le produit des coefficients de couplage, ce qui rend le résultat global faible lorsqu'un capteur est positionné sur un noeud de déformation de la structure.

Le critère nommé J_2 peut donc s'écrire sous la forme :

$$J_2 = \sum_{i=1}^N Q_i k_i \left[\prod_{i=1}^N Q_i k_i \right]^{\frac{1}{N}} \quad (2.35)$$

avec $N=6$, nombre de modes modélisés. L'exposant $\frac{1}{N}$ permet d'équilibrer le terme comportant le produit par rapport à celui comportant la somme, c'est à dire assurer le même poids à l'observation d'ensemble qu'à l'observation mode à mode.

La Fig. (2.11) présente la valeur du critère J_2 calculé sur les 6 premiers modes de la structure. Notons que ce critère a été appliqué sans pondération Q_i de manière à ne pas favoriser un mode par rapport aux autres. Tous les modes du modèle sont donc pris en compte de façon équivalente.

Les deux positions optimales obtenues par ce critère sont :

- Position du capteur 1 = 9,8 cm
- Position du capteur 2 = 13,0 cm

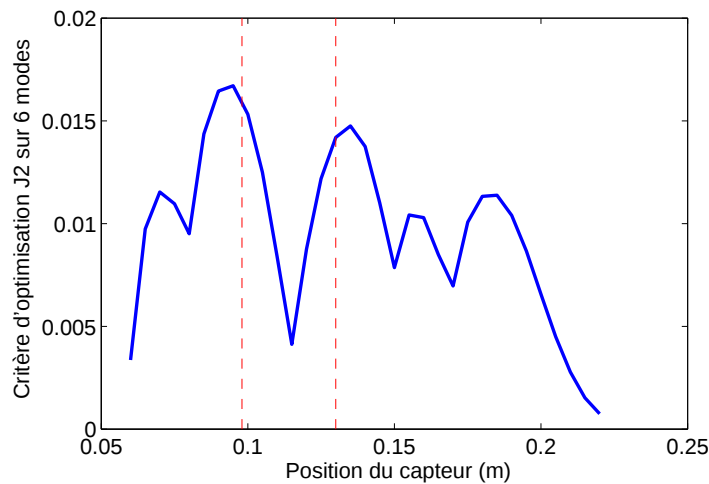


FIGURE 2.11 – Critère d'optimisation J_2 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 6 premiers modes

Remarques :

La méthode choisie est simple et efficace pour positionner les capteurs mais elle n'est sans doute pas optimale.

En effet, la stratégie adoptée sélectionne les meilleures positions modales, mais risque de sélectionner des localisations d'efficacités comparables. Deux capteurs peuvent par exemple être placés de manière à observer les mêmes modes avec une efficacité comparable ; un des deux capteurs est donc inutile. Une solution permettant de distinguer les positions hautement corrélées pourrait être d'utiliser un critère basé sur le degré de corrélation.

D'autre part, contrairement à d'autres méthodes telle que la méthode des grammians, le positionnement optimal réalisé ne prend pas en compte l'effet de l'énergie apportée d'un mode contrôlé sur un autre mode du système. Ceci vient du fait que nous avons supposé les modes découplés les uns des autres. Le calcul du coefficient de couplage a été réalisé à partir de cette hypothèse. Or cette hypothèse peut s'avérer de validité limitée : il est possible que les modes soient en interaction. Dans ce cas, il est nécessaire d'utiliser un critère basé sur les matrices réelles et non modales.

2.2.5 Bilan des choix effectués

Les caractéristiques et les dimensions de la structure et des éléments piézoélectriques sont résumées dans le Tab. (2.2). La Fig. (2.12) présente la configuration de la structure encastree-libre adoptée et la Fig. (2.13) est une photographie de la structure réelle correspondante.

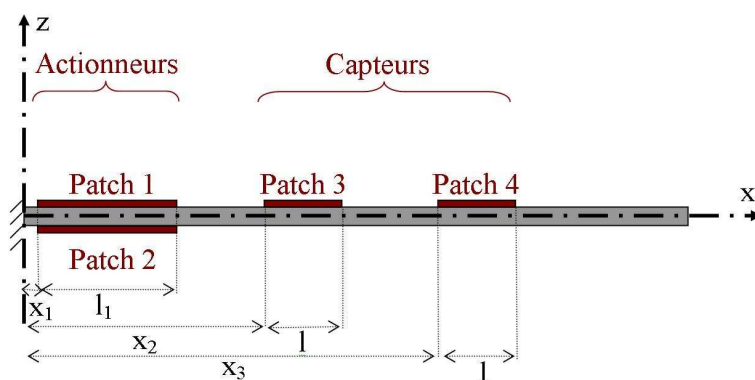


FIGURE 2.12 – Configuration de la structure encastrée libre

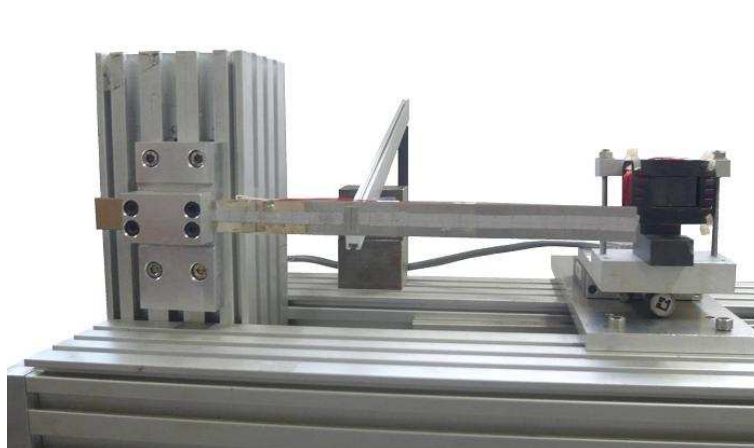


FIGURE 2.13 – Photographie de la structure encastrée libre

Propriété de la poutre	
Densité	$\rho = 2800 \text{ Kg.m}^{-3}$
Module de Young	$E = 69 \times 10^9 \text{ Pa}$
Coefficient de poisson	$\nu = 0.3$
Epaisseur	$H = 0.002 \text{ m}$
Largeur	$B = 2.0 \times 10^{-2} \text{ m}$
Longueur	$L = 0.250 \text{ m}$
Propriété des éléments piézoélectriques	
Densité	$\rho_c = 7700 \text{ Kg.m}^{-3}$
Permittivité à déformation constante	$\epsilon_{11}^S = 12.75 \times 10^{-9} \text{ F/m}$ $\epsilon_{33}^S = 7.411 \times 10^{-9} \text{ F/m}$
Souplesse en circuit fermé	$S_{11}^E = 15.44 \times 10^{12} \text{ m}^2/\text{N}$ $S_{33}^E = 20.09 \times 10^{12} \text{ m}^2/\text{N}$
Constantes piézoélectriques	$d_{31} = -186 \text{ pC.N}^{-1}$ $d_{33} = 425 \text{ pC.N}^{-1}$
Largeur	$b = 2.0 \times 10^{-2} \text{ m}$
Epaisseur	$h = 0.00043 \text{ m}$
Longueur des 1 ^{er} et 2 ^{eme} éléments piézoélectriques (actionneurs)	$l_A = 0.050 \text{ m}$
Longueur des 3 ^{eme} et 4 ^{eme} éléments piézoélectriques (capteurs)	$l = 0.025 \text{ m}$
Position des 1 ^{er} et 2 ^{eme} éléments piézoélectriques (actionneurs)	$x_A = 1.0 \times 10^{-3} \text{ m}$
Position du 3 ^{eme} éléments piézoélectriques (capteurs)	$x_{C1} = 9,8 \times 10^{-3} \text{ m}$
Position du 4 ^{eme} éléments piézoélectriques (capteurs)	$x_{C2} = 13 \times 10^{-3} \text{ m}$

TABLEAU 2.2 – Caractéristiques de la structure instrumentée d'éléments piézoélectriques

2.3 IDENTIFICATION DE LA STRUCTURE INSTRUMENTÉE

Afin de réaliser le contrôle, les caractéristiques modales de la structure doivent être déterminées. Aussi, le but de l'identification proposée dans ce chapitre est de déterminer les caractéristiques des paramètres des Eqs. (2.17) et (2.18). Différentes méthodes ont été développées de manière à obtenir les caractéristiques mécaniques modales de la structure avec précision. Néanmoins, la plupart de ces études ne considèrent pas l'identification rigoureuse du coefficient électromécanique.

Des modèles analytiques ont néanmoins été développés afin de déterminer le coefficient électromécanique [95]. Cependant ces méthodes impliquent souvent des restrictions relatives au comportement de la structure [96] ce qui limite l'application de ces méthodes aux structures académiques comme les poutres.

Le coefficient électromécanique peut également être déterminé grâce à un circuit RL [97], [98]. Cette méthode exploite la modification de la fréquence de résonance de la structure lorsque l'élément piézoélectrique est connecté à un circuit composé d'une résistance et d'une inductance. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle requiert une inductance ajustable et différentes résistances.

Les méthodes statiques ou méthodes basées sur la détermination des fréquences de résonances en circuit ouvert et fermé sont des méthodes bien établies mais dont la précision reste à tester.

Le but du travail d'identification effectué dans cette thèse est de tester, valider et comparer plusieurs méthodes d'identification. L'identification sera réalisée en simulation et en expérimentation sans recalage ce qui permettra de discuter des difficultés et de la précision de chacune des méthodes testées.

2.3.1 Principe de l'identification

2.3.1.1 Identification mécanique

La matrice des modes propres ϕ est normalisée de manière à ce que :

$$M = \phi^t m \phi = I_n \quad (2.36)$$

Avec I_n matrice identité dont la dimension correspond au nombre de mode.

Etant donné que la structure est considérée comme peu amortie et les modes suffisamment découplés, les matrices de raideurs K et d'amortissements C modales sont diagonales et contiennent les termes suivants :

$$C_i = 2\zeta_i w_{icc} \quad (2.37)$$

$$K_i^E = (w_{icc})^2 \quad (2.38)$$

où w_{icc} correspond à la pulsation propre du mode i lorsque tous les éléments piézoélectriques sont en court circuit. Ces fréquences peuvent être obtenues soit par une analyse modale grâce au logiciel ANSYS en simulation, soit par spectroscopies pour la mesure des différentes fréquences de

résonance. Pour définir le vecteur d'amortissement modal ζ , la méthode de la largeur de la bande de fréquence à $-3dB$ de la valeur maximale d'un pic de résonance est généralement utilisée.

2.3.1.2 Identification du coefficient électromécanique

La matrice électromécanique θ traduit la faculté du matériau piézoélectrique à convertir la tension électrique en énergie mécanique et vice versa. L'identification de cette matrice est nécessaire pour construire le modèle utilisé par le contrôleur. La qualité et la pertinence des simulations ainsi que la conception du contrôleur sont fonction de cette matrice. Ainsi, il est nécessaire de l'obtenir avec précision aussi bien en simulation qu'en expérimentation. Dans ce chapitre, trois méthodes sont proposées afin de déterminer cette matrice.

Méthode statique

La première méthode proposée est nommée méthode statique. Cette méthode est basée sur l'Eq. (2.17) qui, en statique, peut s'écrire sous la forme :

$$K^E q + \theta V = 0 \quad (2.39)$$

$$\delta = \phi q \quad (2.40)$$

Le vecteur des déplacements modaux q est calculé en projetant le déplacement physique δ dans la base modale ϕ :

$$q = (\phi^t \phi)^{-1} \phi^t \delta \quad (2.41)$$

Ainsi, la matrice modale des coefficients électromécaniques peut s'écrire à partir des Eqs. (2.39) et (2.41) :

$$\theta = K^E (\phi^t \phi)^{-1} \phi^t \delta V^{-1} \quad (2.42)$$

Ce qui est équivalent à :

$$\theta = \text{diag}((2\pi f_{cc})^2) (\phi^t \phi)^{-1} \phi^t \delta V^{-1} \quad (2.43)$$

Cette méthode requiert une analyse statique et la détermination des formes modales ϕ qui peuvent être déterminées par simulation ou par expérimentation. L'inconvénient majeur de cette méthode est que la matrice carrée $(\phi^t \phi)^{-1}$ nécessaire à l'obtention du coefficient électromécanique, est souvent mal conditionnée. Une erreur d'arrondi en simulation ou une erreur de mesure en expérimentation même faibles peuvent entraîner une variation importante du coefficient électromécanique.

Méthode MDOC

La deuxième méthode proposée, que nous nommerons MDOC pour "Modal Displacement in Open Circuit", consiste à considérer tous les éléments piézoélectriques en circuit ouvert. La matrice des coefficients électromécaniques peut s'écrire à partir de l'Eq. (2.26) de la façon suivante :

$$\theta_{co}^t = C_0 V_{co} q^{-1} \quad (2.44)$$

Cette méthode nécessite de déterminer la capacité de l'élément piézoélectrique, la tension à ses bornes ainsi que les déplacements modaux q . En expérimentation, il peut être difficile de mesurer avec précision les déplacements modaux, notamment dans le cas de structure complexe.

Méthode CO/CC

La troisième méthode, nommée "Circuit Ouvert/Court Circuit" (abrégée en CO/CC) présente l'avantage d'être indépendante des déplacements modaux. Cette méthode revient à observer l'effet de raidissement structural (ou raideur électrique) induit par l'effet piézoélectrique. Elle consiste à soustraire l'Eq. (2.17) où tous les éléments piézoélectriques sont en court circuit à l'Eq. (2.27) où l'élément i est en circuit ouvert et tous les autres sont en court circuit. Il vient alors :

$$\theta_i = (K'_i - K^E)qV_i^{-1} \quad (2.45)$$

L'Eq. (2.26) permet d'écrire l'Eq. (2.45) indépendamment des déplacements modaux et de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique, ce qui donne :

$$\theta_i \theta_i^t = (K'_i - K^E)C_0 \quad (2.46)$$

Ce qui est équivalent à :

$$\theta_i \theta_i^t = C_0(\text{diag}((2\pi f_{co_i})^2) - \text{diag}((2\pi f_{cc})^2)) \quad (2.47)$$

Afin d'obtenir le coefficient électromécanique de l'élément piézoélectrique i , la méthode nécessite de déterminer les fréquences en circuit ouvert et en court circuit.

Synthèse des différentes méthodes d'identification utilisées

Le Tab. (2.3) présente les caractéristiques nécessaires à la détermination des paramètres mécaniques de la structure et des coefficients électromécaniques par les 3 méthodes d'identification.

2.3.1.3 Identification de la capacité des patches

La capacité des éléments piézoélectriques est utilisée pour déterminer le coefficient électromécanique dans les méthodes MDOC et CO/CC. Il est donc nécessaire de la connaître avec précision.

La capacité d'un élément piézoélectrique représente la quantité de charge électrique stockée pour un potentiel électrique donné. Elle mesure donc l'énergie (mécanique et/ou électrique) stockée par unité de tension. Dans le cas d'un élément piézoélectrique bloqué (ou encastré), l'application d'un potentiel électrique implique que les charges sont stockées uniquement sous une forme électrique. A l'inverse, lorsque l'élément est libre, les charges sont stockées sous forme électrique et mécanique. Ces généralités ont motivé la distinction entre la capacité libre et la capacité bloquée :

Capacité libre :

$$C_0^T = \frac{Ll}{e} \epsilon_{33}^T \quad (2.48)$$

TABLEAU 2.3 – Identification des paramètres

Paramètres Signification		Dimension	Méthodes		
<i>Paramètres mécaniques</i>					
f_{cc}	Fréquences propres lorsque tous les patches sont en court circuit	$N \times 1$			
ζ	Matrices d'amortissement modaux lorsque tous les patches sont en circuit ouvert	$N \times 1$			
<i>Coefficient électromécanique</i>			Statique	MDOC	CO/CC
C_0	Capacités des éléments piézoélectriques	$p \times p$		X	X
f_{co_i}	Fréquences propres f_{co_i} lorsque l'élément piézoélectrique i est en circuit ouvert et que tous les autres éléments piézoélectriques sont en court circuit	$N \times 1$			X
V	Tension aux bornes des éléments piézoélectriques	$p \times 1$	X	X	
q	Vecteur des déplacements modaux	$N \times 1$	X	X	

Capacité bloquée :

$$C_0^S = \frac{Ll}{e} \epsilon_{33}^S \quad (2.49)$$

avec L , l et e représentant respectivement la longueur, largeur et épaisseur de l'élément piézoélectrique, ϵ la constante diélectrique du matériau et 3 la direction de polarisation (dans le cas étudié 3 représente l'épaisseur). Les conditions mécaniques aux limites permettent de distinguer la constante diélectrique mesurée :

- à force constante (structure libre), définie par l'indice $()^T$
- à déformation constante (structure encastrée) définie par l'indice $()^S$.

Pour le matériau utilisé, la différence entre les capacités libre et bloquée est de 40%. Or la capacité des éléments piézoélectriques collés sur la structure n'est ni la capacité de l'élément piézoélectrique libre ni celle de l'élément bloqué. Elle est plus petite que la capacité libre et plus grande que la capacité bloquée. Elle dépend notamment, en plus des données piézoélectriques, de la raideur de la structure. Les développements suivants permettent de déterminer la capacité d'un élément piézoélectrique collé sur une structure.

Le champ électrique est imposé uniquement suivant l'épaisseur (soit suivant la direction 3). Par conséquent :

$$E_1 = E_2 = 0 \quad (2.50)$$

De plus, l'élément piézoélectrique est libre suivant l'épaisseur. Les contraintes suivant cette direction sont donc nulles :

$$T_3 = 0 \quad (2.51)$$

Ces deux équations permettent de simplifier les équations constitutives d'un élément piézoélectrique présentées précédemment (Eqs. (2.2) et (2.3)) :

$$\begin{cases} S_{1,p} = s_{11,p}^E T_{1,p} + s_{12,p}^E T_{2,p} + d_{31} E_3 \\ S_{2,p} = s_{12,p}^E T_{1,p} + s_{11,p}^E T_{2,p} + d_{31} E_3 \\ S_{3,p} = s_{12,p}^E T_{1,p} + s_{12,p}^E T_{2,p} + d_{33} E_3 \end{cases} \quad (2.52)$$

$$D_3 = \epsilon_{33}^T E_3 + d_{31} T_{1,p} + d_{31} T_{2,p} \quad (2.53)$$

L'indice $()_p$ signifie que le terme concerne un élément piézoélectrique.

Les équations constitutives de la structure sont :

$$\begin{cases} S_{1,s} = \frac{1}{E} T_{1,s} - \frac{\nu}{E} T_{2,s} \\ S_{2,s} = -\frac{\nu}{E} T_{1,s} + \frac{1}{E} T_{2,s} \\ S_{3,s} = -\frac{\nu}{E} T_{1,s} - \frac{\nu}{E} T_{2,s} \end{cases} \quad (2.54)$$

avec E le module de Young, ν le coefficient de Poisson et l'indice $()_s$ signifie que le terme se reporte à la structure.

De plus, l'élément piézoélectrique est collé sur la structure. Les déformations relatives de l'élément piézoélectrique et de la structure sont donc

les mêmes suivant leur longueur et leur largeur. Cette constatation permet d'écrire les quatre équations suivantes :

$$S_{1,p} = S_{1,s} \quad (2.55)$$

$$S_{2,p} = S_{2,p} \quad (2.56)$$

$$hT_{1,p} + HT_{1,s} = 0 \quad (2.57)$$

$$hT_{2,p} + HT_{2,s} = 0 \quad (2.58)$$

avec h et H respectivement les épaisseurs de l'élément piézoélectrique et de la structure.

La résolution de ce système permet d'obtenir le déplacement électrique D_3 en fonction du champ électrique E_3 :

$$D_3 = \epsilon_{33}^T - \frac{2d_{31}^2}{s_{11}^{E,p} + s_{12}^{E,p} + \frac{h}{H}(\frac{1}{E} - \frac{\nu}{E})} E_3 \quad (2.59)$$

La capacité C_0 de l'élément piézoélectrique peut être déterminée grâce à l'équation suivante :

$$C_0 = \frac{LH}{l} \frac{D_3}{E_3} \quad (2.60)$$

D'où

$$C_0 = \frac{LH}{l} \epsilon_{33}^T - \frac{2d_{31}^2}{s_{11}^{E,p} + s_{12}^{E,p} + \frac{h}{H}(\frac{1}{E} - \frac{\nu}{E})} \quad (2.61)$$

Les résultats de la capacité libre, bloquée et collée sur la structure sont présentés dans le Tab. (2.7). Comme prévu, la valeur de la capacité de l'élément piézoélectrique collé sur la structure se situe entre celle de la capacité bloquée et celle de la capacité libre.

2.3.2 Application

Cette partie présente l'application sur la structure présentée au paragraphe précédent des trois méthodes d'identification des coefficients électromécaniques. Ces méthodes sont testées en simulation puis en expérimentation. La simplicité, la précision, la rapidité et l'équipement nécessaire à l'identification seront enfin comparés et discutés.

2.3.2.1 Identification par simulation

Les caractéristiques mécaniques des Eqs. (2.17) et (2.18) sont déterminées en utilisant le logiciel de simulation par éléments finis ANSYS. En simulation, les capacités piézoélectriques peuvent être déterminées par l'Eq. (2.25), qui implique la détermination de l'intensité I , du déplacement modal q et de la tension V . Cependant, un calcul simple de l'intensité I n'est pas aisé avec le logiciel ANSYS. La capacité des éléments piézoélectriques est donc déterminée par le calcul théorique présenté au paragraphe précédent.

Le coefficient électromécanique est calculé par la méthode statique puis la méthode CO/CC et enfin par la méthode MDOF. La Fig. (2.14) présente

une synthèse des modes opératoires de ces trois méthodes.

Méthode	Condition sur l'élément piézoélectrique i	Analyse	Résultat
Statique	Application d'une tension	1 analyse statique	Déplacement réel δ
	Circuit ouvert ou Court circuit	1 analyse modale	Forme modale ϕ
MDOC	Circuit ouvert	1 analyse modale	$q=1$ Tension piézoélectrique
CO / CC	Circuit ouvert	1 analyse modale	Fréquences en circuit ouvert f_{co}
	Court circuit	p analyses modales	Fréquences en court circuit f_{cc}

FIGURE 2.14 – Organigramme des trois méthodes de calcul du coefficient électromécanique

A. La méthode statique

Le coefficient électromécanique est obtenu par projection de la déformée statique δ due à une tension unitaire dans la base modale ϕ (Eq. 2.43). Afin d'estimer la déformée statique δ , autant d'analyses modales que de modes souhaités sont nécessaires et ce, quelque soit le nombre d'éléments piézo-électriques. Une analyse modale doit également être réalisée afin d'obtenir les déplacements modaux ϕ et les fréquences de la structure.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la mauvaise précision obtenue : la méthode de projection utilisée dans le calcul du déplacement modal q peut biaiser les résultats des coefficients électromécaniques.

Une imprécision importante est vérifiée en comparant le déplacement réel δ obtenu par simulation à celui recalculé par les Eq. (2.40) et (2.41) :

$$\delta_{calcul} = \phi(\phi^t \phi)^{-1} \phi^t \delta \quad (2.62)$$

Les Figs. (2.15) et (2.16) présentent cette comparaison lorsqu'un nombre différent de mode est pris en compte dans le calcul du déplacement modal q . Ces figures mettent en exergue des différences importantes entre les déplacements réels calculés par 2.62 et ceux obtenus directement par simulation. L'inversion de la matrice ϕ semble donc engendrer des erreurs importantes sur le coefficient électromécanique.

B. La méthode MDOC

La détermination du coefficient électromécanique par la méthode MDOC est très aisée car elle requiert une unique analyse modale afin de déterminer les tensions des éléments piézoélectriques. Néanmoins, cette méthode

présente l'inconvénient d'être très sensible au nombre d'éléments finis utilisés lors de la simulation.

En effet, la tension varie fortement avec la taille des éléments. L'utilisation d'éléments finis ANSYS de type volumique implique nécessairement un rapport épaisseur sur longueur faible. L'épaisseur des éléments piézoélectriques étant faible, le nombre d'éléments finis nécessaire à l'obtention d'une tension correcte est très élevé et les limites du logiciel sont rapidement atteintes même pour des structures de type académique telles que les poutres.

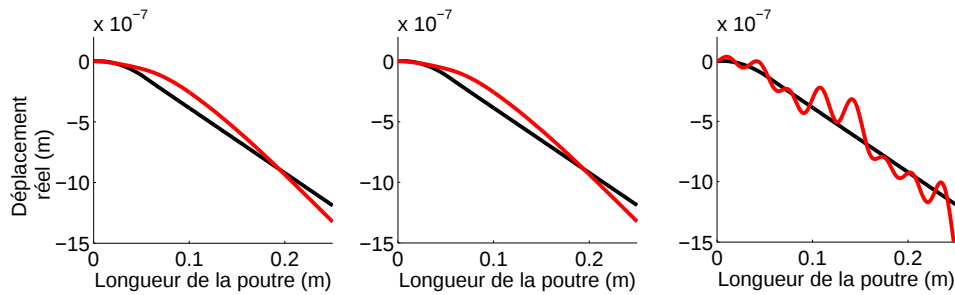


FIGURE 2.15 – Comparaison du déplacement réel δ obtenu par simulation (en noir) avec le déplacement réel calculé $\delta_{\text{calculé}}$ (en rouge) lorsqu'une tension unitaire est appliquée sur le 1^{er} élément piézoélectrique et avec :

- figure de gauche : un seul mode de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$
- figure du milieu : 10 modes de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$
- figure de droite : 16 modes de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$

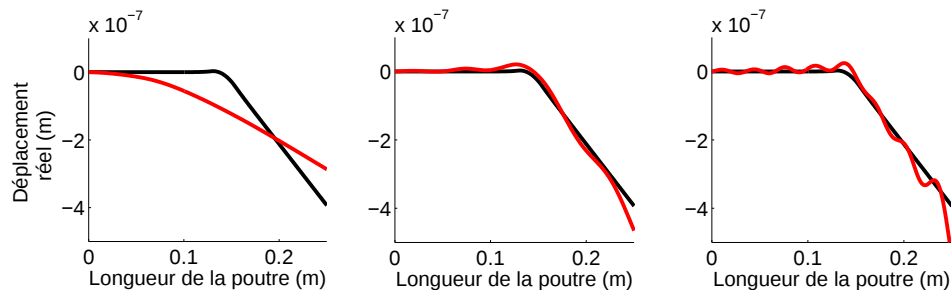


FIGURE 2.16 – Comparaison du déplacement réel δ obtenu par simulation (en noir) avec le déplacement réel calculé $\delta_{\text{calculé}}$ (en rouge) lorsqu'une tension unitaire est appliquée sur le 4^{ème} élément piézoélectrique et avec :

- figure de gauche : un seul mode de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$
- figure du milieu : 10 modes de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$
- figure de droite : 16 modes de flexion pris en compte lors du calcul de $\delta_{\text{calculé}}$

C. La méthode CO/CC

Comme l'indique l'Eq. (2.47), la détermination du coefficient électromécanique par la méthode CO/CC nécessite de déterminer les fréquences lorsque l'élément piézoélectrique est maintenu en circuit ouvert puis en court circuit; les autres éléments piézoélectriques seront maintenus en circuit ouvert.

Pour déterminer le coefficient électromécanique des différents éléments piézoélectriques, cette méthode nécessite une première analyse modale

afin de déterminer les fréquences lorsque tous les éléments piézoélectriques sont en circuit ouvert puis autant d'analyses modales que d'éléments piézoélectriques, chacun des éléments piézoélectriques étant tour à tour maintenu en court circuit.

Les résultats obtenus avec ces trois méthodes sont présentés dans le Tab. (2.4). La méthode CO/CC et la méthode MDOC donnent de bons résultats. En revanche, la méthode statique, très imprécise, ne sera pas testée expérimentalement.

2.3.2.2 Identification par expérimentation

Dans cette section, les coefficients électromécaniques sont identifiés expérimentalement. Comme l'a montré la simulation, la méthode statique n'étant pas assez précise, elle ne sera pas mise en place et seule les méthodes MDOC et CO/CC sont testées expérimentalement. Ces deux méthodes nécessitent en premier lieu la détermination de la capacité des éléments piézoélectriques.

Détermination expérimentale de la capacité des éléments piézoélectriques

Différentes méthodes peuvent être utilisées afin de mesurer la capacité des éléments piézoélectriques [88]. La méthode utilisée consiste à déterminer la relation entre la fréquence et l'admittance grâce à un pont d'impédance LCR. Loin des fréquences de résonance, les points mesurés se situent approximativement sur une droite définie par :

$$Y = j2\pi C_0 f \quad (2.63)$$

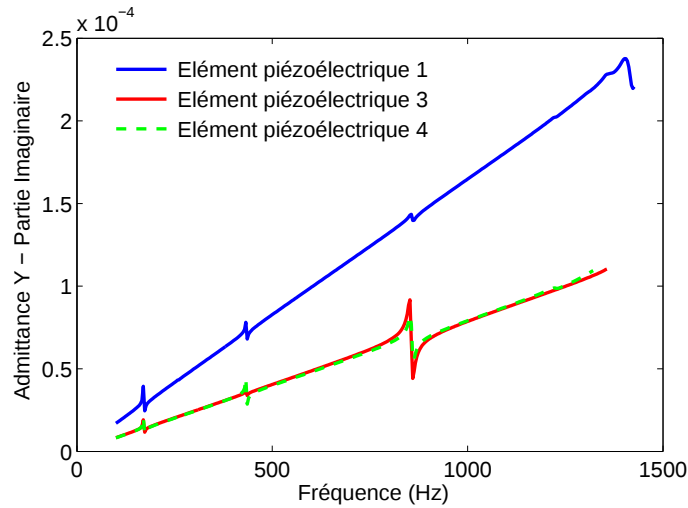


FIGURE 2.17 – Mesure de l'admittance des éléments piézoélectriques

La Fig. (2.17) illustre la relation entre l'admittance et la fréquence. Les capacités des éléments piézoélectriques déterminées par cette méthode

sont présentées dans le Tab. (2.7).

La capacité des éléments piézoélectriques est généralement obtenue à partir d'une unique mesure de l'admittance pour une fréquence de 1 kHz. Pour la structure considérée et pour une fréquence de 1 kHz, l'admittance n'est pas perturbée par les fréquences de résonance de la structure. Un seul point de mesure est donc suffisant pour déterminer la capacité des éléments piézoélectriques.

Détermination du coefficient électromécanique par l'expérimentation

A. La méthode MDOC

La méthode MDOC est basée sur l'Eq. (2.44) qui traduit la relation de linéarité entre la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique V et le déplacement modal q lorsque l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert.

Le déplacement modal q et la tension V doivent par conséquent être mesurés lorsque l'élément piézoélectrique est en circuit ouvert. Afin de respecter cette condition, la tension V est mesurée par un voltmètre connecté à l'élément piézoélectrique par l'intermédiaire d'une sonde de tension. En effet, la sonde de tension permet de s'assurer que l'impédance du circuit de mesure soit beaucoup plus importante que l'impédance de l'élément piézoélectrique. L'élément piézoélectrique peut alors être considéré comme étant en circuit ouvert.

Le déplacement modal q est déterminé par l'Eq. (2.12) dont les seules inconnues sont les formes modales normalisées ϕ . Ces formes modales normalisées ϕ peuvent être déduites de la mesure des formes modales mesurées $\phi_{mesuré}$.

L'expérimentation consiste à exciter la structure sur chacun de ses modes, par exemple grâce à un électroaimant piloté par un amplificateur audio. Les mesures des formes modales $\phi_{mesuré}$ peuvent être réalisées avec un vélocimètre laser ou avec tout autre capteur de déplacement sans contact. La norme choisie précédemment (cf. Eq. (2.36)) implique la normalisation des formes modales $\phi_{mesuré}$ comme suit :

$$\phi^t m \phi = Id \quad (2.64)$$

Cependant, les mesures permettent d'obtenir :

$$\phi_{mesuré}^t m \phi_{mesuré} = A \quad (2.65)$$

Afin de déterminer A , la matrice de masse m est calculée de la façon suivante :

$$m = \int \rho(x) S(x) \phi_{mesuré}^2(x) dx \quad (2.66)$$

avec $S(x)$ l'aire de la section et $\rho(x)$ la densité par unité de longueur de la structure le long de l'axe x . Ces deux variables tiennent compte des

changements de densité et de section due aux éléments piézoélectriques.

Les formes modales normalisées ϕ sont déduites de la mesure des formes modales $\phi_{mesuré}$ et du calcul de A :

$$\phi = \frac{\phi_{mesuré}^t}{\sqrt{A}} \quad (2.67)$$

Les déformées modales normalisées obtenues en simulation et en expérimentation sont présentées sur la Fig. (2.18). On peut noter une bonne concordance des résultats. Les différences observées sont entre autres dues à l'encastrement qui n'est pas parfait mais modélisé comme tel.

B. La méthode CO/CC

Afin de déterminer le coefficient électromécanique d'un élément piézoélectrique i , la méthode CO/CC consiste à déterminer les fréquences propres de la structure lorsque tous les éléments piézoélectriques sont en circuit ouvert sauf l'élément piézoélectrique i qui est en circuit fermé.

La mesure d'impédance s'avère être une solution facile à mettre en oeuvre et particulièrement précise pour déterminer les fréquences des modes hautes fréquences. Pour les modes basses fréquences, l'intensité est faible ce qui rend la mesure d'impédance imprécise. Bien que moins rapide qu'une mesure d'impédance, la mesure du déplacement est alors la méthode la plus appropriée.

Afin d'obtenir une bonne précision, il est nécessaire de définir de manière précise la bande fréquentielle où les fréquences en circuit ouvert et en court circuit sont à rechercher.

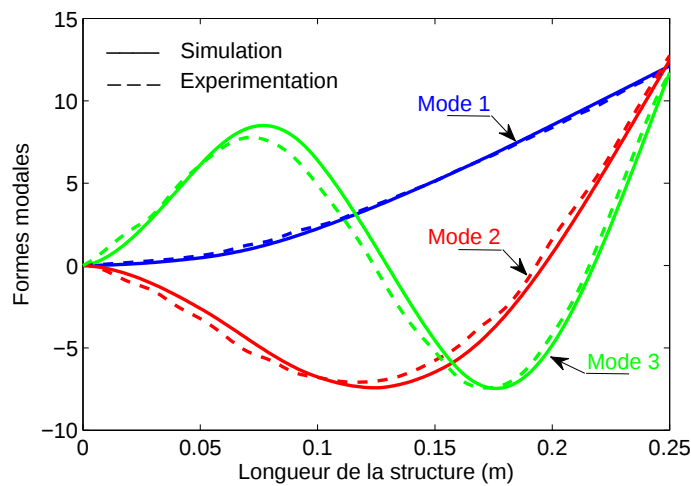


FIGURE 2.18 – Trois premiers modes de la Base mode de la structure

	Element piézo	Méthodes testées en simulation			Méthodes testées experimentalement	
		Statique	MDOC	CO/CC	MDOC	CO/CC
Mode 1	1	0,0044	0,0039	0,0041	0,0038	0,0039
	3	0,0014	0,0012	0,0013	0,0012	0,0012
	4	0,0009	0,0008	0,0008	0,0008	0,0008
Mode 2	1	0,0036	0,0155	0,0162	0,0140	0,0147
	3	0,0144	0,0088	0,0094	0,0093	0,0092
	4	0,0145	0,0101	0,0108	0,0104	0,0102
Mode 3	1	0,0226	0,0185	0,0193	0,0134	0,0131
	3	0,0069	0,0103	0,0109	0,0110	0,0093
	4	0,0179	0,0114	0,0122	0,0168	0,0151

TABLEAU 2.4 – Coefficient électromécanique θ

2.3.2.3 Discussion des performances

Le but de cette section est de mettre en évidence les avantages et inconvénients de chacune des trois méthodes d'identification présentées dans ce chapitre. Une comparaison de ces trois méthodes en terme de précision et de rapidité est présentée Tab. (2.6).

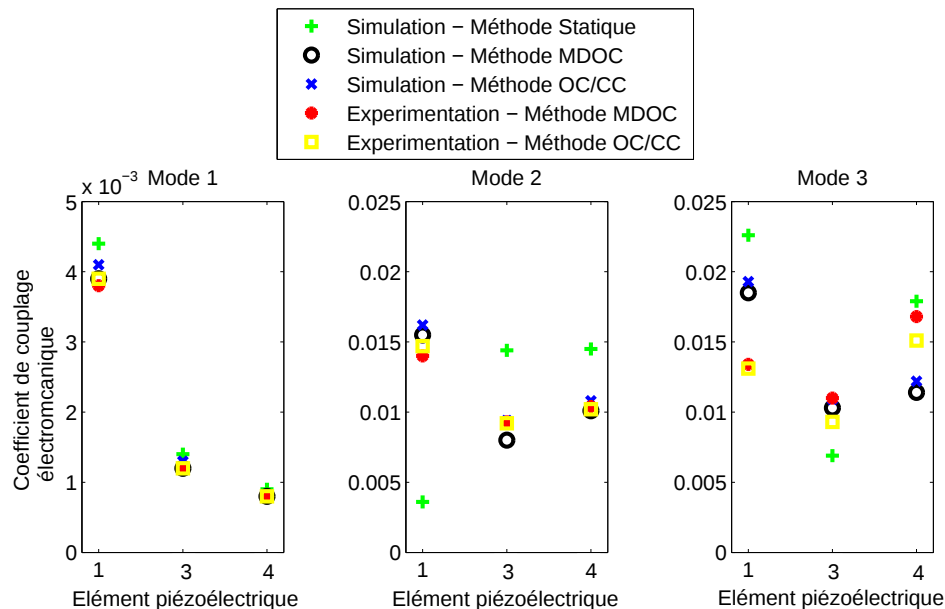


FIGURE 2.19 – Coefficient électromécanique piézoélectrique obtenu par simulation et expérimentation pour le premier, deuxième et troisième mode

Précision :

La précision fait l'objectif de la première comparaison. Les résultats obtenus par simulation et expérimentation sont présentés Tab. (2.4) et Fig. (2.19). En première approche, on peut constater que les résultats sont

cohérents pour chacune des trois méthodes en simulation comme en expérimentation. Comparer aux études précédentes, les méthodes présentées dans ce chapitre sont plus précises. L'erreur relative entre les résultats donnés par le modèle éléments finis et ceux obtenus par expérimentation ne dépassent pas 5% pour le premier mode, 10% pour le second et 38% pour le troisième.

Afin de valider le modèle identifié, une réponse de la structure est simulée grâce au modèle identifié expérimentalement. L'excitation est un choc réalisé en appliquant une tension unitaire pendant 0.02 s sur le premier élément piézoélectrique. La tension délivrée par les éléments piézoélectriques 3 et 4 est présentée Fig. (2.20). Cette figure compare la tension obtenue par simulation grâce au modèle identifié expérimentalement avec la tension mesurée sur la structure. La simulation reflète fidèlement le comportement réel de la structure pour cette sollicitation ce qui valide le modèle identifié expérimentalement.

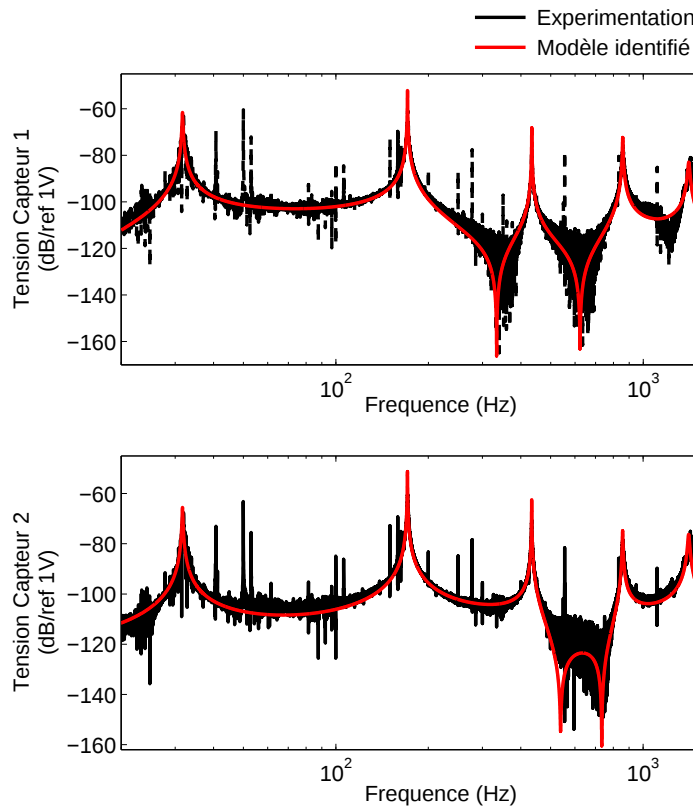


FIGURE 2.20 – Spectres de la tension des éléments piézoélectriques 2 et 3 obtenu par un choc. Comparaison des courbes obtenues expérimentalement (en noir) et par simulation grâce au modèle identifié expérimentalement (en rouge).

Les résultats des **simulations** pourraient être améliorés en utilisant des éléments non linéaires ou encore en augmentant le nombre d'éléments finis. La modélisation de la colle permettrait également d'augmenter la précision de la simulation. Cependant, étant donné les incertitudes concer-

nant les propriétés de la colle, sa modélisation semble difficile à réaliser. En simulation, la méthode statique donne des résultats peu précis en particulier pour les modes dont la fréquence est importante. Cela peut s'expliquer par l'approximation réalisée dans le calcul de la base modale et expliquée précédemment à partir de l'Eq. (2.62). Les résultats obtenus par la méthode MDOC et CO/CC sont cohérents en simulation comme en expérimentation.

En **expérimentation**, les résultats obtenus par la méthode MDOC sont particulièrement précis pour les modes basses fréquences. En effet, cette méthode nécessite la mesure du déplacement modal et cette mesure est d'autant plus précise que la fréquence propre, sur laquelle la mesure est effectuée, est faible.

Les résultats obtenus par la méthode CO/CC sont également précis. Cependant, dans le cas testé, le coefficient électromécanique est élevé. Dans le cas de faible coefficient électromécanique, la différence des fréquences obtenue lorsque les éléments piézoélectriques sont en court circuit et lorsqu'ils sont en circuit ouvert est très faible, ce qui peut être difficile à mesurer. D'autre part, les fréquences sont très sensibles aux variations d'environnement, contrairement au coefficient électromécanique. Il peut être difficile de mesurer avec précision les fréquences en court circuit et en circuit ouvert ce qui peut entraîner une erreur importante dans la détermination du coefficient électromécanique.

Rapidité :

La rapidité d'obtention du coefficient électromécanique est également un élément important dans le choix de la méthode d'identification.

Le modèle statique nécessite en simulation une analyse modale et une analyse statique et ce quelque soit le nombre d'élément piézoélectrique. Le coefficient électromécanique peut par conséquent être déterminé rapidement.

La méthode MDOC est très rapide en simulation car elle ne nécessite qu'une seule analyse modale. En expérimentation, la détermination du coefficient électromécanique dépend du nombre de modes étudiés. En effet, les formes modales doivent être mesurées pour chacun des modes. Plus le nombre de modes étudiés est important, plus la détermination du coefficient électromécanique sera longue. Cependant, cette méthode présente l'avantage d'être indépendant du nombre d'éléments piézoélectriques.

Enfin, la méthode CO/CC nécessite $p+1$ analyses modales (avec p le nombre d'éléments piézoélectriques). La rapidité de cette méthode dépend donc fortement du nombre d'éléments piézoélectriques et ce, en simulation comme en expérimentation. Plus le nombre d'éléments piézoélectriques est important, plus cette méthode sera longue et fastidieuse. En expérimentation, cette méthode dépend également du nombre de modes étudiés puisqu'il est nécessaire de déterminer les fréquences de chacun

des modes désirés. Néanmoins, contrairement à la méthode MDOC, cette méthode présente l'avantage d'être indépendante des formes modales.

Matériel nécessaire :

Le coût du matériel nécessaire à la détermination expérimentale du coefficient de couplage peut s'avérer être un critère déterminant quant au choix d'une méthode d'identification. Le Tab. (2.5) présente l'équipement requis et utilisé à la mise en oeuvre des méthodes MDOC et CO/CC. L'excitation de la structure peut être réalisé similairement pour les deux méthodes. Cependant, la méthode MDOC nécessite la mesure de la tension par un voltmètre ou un oscilloscope et la mesure du déplacement modal par un capteur sans contact alors que la méthode CO/CC nécessite la mesure précise des fréquences soit par un oscilloscope soit par un analyseur dynamique.

Application à une structure complexe :

Enfin, les méthodes ont été testées sur une structure académique (une poutre). On peut dès lors se demander si dans le cas de structure plus complexe, la détermination du coefficient électromécanique par les trois méthodes présentées précédemment est aussi aisée et précise.

La méthode CO/CC ne présente pas de difficultés particulières dans le cas de structure complexe. Quant aux méthodes statique et MDOC, elles nécessitent la détermination des formes modales ce qui peut s'avérer difficile à obtenir avec précision dans le cas de structures complexes et ceci en simulation comme en expérimentation.

2.3.2.4 Présentation des caractéristiques dynamiques de la structure instrumentée des éléments piézoélectriques

Le Tab. (2.8) présente les résultats de la structure identifiée en terme de fréquence de résonance (f_{co} et f_{cc}) et d'amortissement (ζ). Le facteur de qualité Q , le coefficient de couplage électromécanique k et le couplage électromécanique θ ont été calculé à partir des fréquences de résonances, des amortissements et des capacités identifiées. Les caractéristiques présentées dans le Tab. (2.8) sont celles utilisés par l'observateur et comme modèle de la structure dans la suite de ce manuscrit. La structure ayant légèrement évolué au cours des expérimentations réalisées, ces caractéristiques ont été légèrement recalé.

CONCLUSION

La modélisation de la structure instrumentée d'éléments piézoélectriques a permis d'obtenir un modèle modal de la structure prenant en compte le couplage piézoélectrique. Ce modèle classiquement utilisé, présente tout de même l'originalité de ne pas différencier les capteurs des actionneurs. La différenciation entre capteurs et actionneurs s'effectue uniquement sur les conditions électriques des éléments piézoélectriques.

Cette modélisation a permis de dimensionner la structure et de positionner les capteurs de manière à maximiser l'efficacité du contrôle. Pour cela, l'étude a porté sur le coefficient de couplage k des éléments piézo-électriques.

Afin de réaliser le contrôle, différentes méthodes ont été proposées afin de déterminer les caractéristiques de la structure et notamment les coefficients électromécaniques. Ces méthodes peuvent être mises en place en simulation comme en expérimentation sans avoir besoin d'un système dédié. Comparés aux études précédentes, les résultats obtenus par les méthodes développées sont beaucoup plus précis. Ceci peut en partie s'expliquer par la détermination de la capacité des éléments piézoélectriques qui tient compte des contraintes mécaniques imposées par la structure.

Dans la suite de ce travail, différents contrôles modaux de la structure vont être développés. Ces contrôles sont basés sur le modèle modal de la structure développée dans ce chapitre. Les simulations et les expérimentations seront donc réalisées à partir des données obtenues par l'identification expérimentale du système sans recalage.

		Equipement requis	Equipement utilisé dans cette thèse	Ordre de Prix
Méthode MDOC	Excitation	- Pot d'excitation - Excitation accoustique - Electroaimant - Elément piézoélectrique - ...	Electroaimant - Fabriqué au laboratoire piloté par un amplificateur audio - Stage Line STA-700 piloté par un générateur - Generateur Agilent 33120 A	* * **
	Mesure de la tension	- Voltmetre - Oscilloscope	Oscilloscope - HP54621	**
	Mesure du déplacement modal	- Capteur de déplacement sans contact	Vibromètre laser - LDVA Polytec	**
Méthode OC/CC	Excitation	- pot d'excitation - Excitation accoustique - Excitation par un électroaimant - Analyseur dynamique - ...	Analyseur d'impédance, de gain et de phase - HP 4194A Capteur de déplacement	**** *
	Mesures des fréquences	- Oscilloscope - Analyseur dynamique		

TABLEAU 2.5 – Equipement utilisé lors de l'identification expérimentale du coefficient électromécanique par les méthodes MDOC et OC/CC

	Méthode statique	Méthode MDOC	Méthode CO/CC
PRECISION			
- en simulation	Mauvaise	Très bonne précision	Très bonne précision
- en experimentation	Non testée	Très bonne précision pour les modes basses fréquences	Très bonne précision lorsque le couplage est important
Mise en oeuvre sur une structure complexe	Difficile car requiert les déformées modales	Difficile car requiert les déformées modales	Aisée
RAPIDITE			
- en simulation	Rapide	Très rapide	Dépend du nombre d'éléments piézoélectriques : plus ce nombre est élevé plus la méthode est longue.
- en expérimentation	Non testée	Dépend du nombre de modes : plus ce nombre est élevé, plus la méthode est longue	Dépend du nombre d'éléments piézoélectriques : plus ce nombre est élevé plus la méthode est longue.

TABLEAU 2.6 – Comparaison des trois méthodes mises en oeuvre et permettant la détermination du coefficient électromécanique θ

Elément piézoélectrique	Libre	Bloqué	Collé sur la structure	
			Résultat analytique	Expérimentation
	$C_0 = \epsilon_{33}^T \cdot \frac{l \cdot b}{h}$	$C_0 = \epsilon_{33}^S \cdot \frac{l \cdot b}{h}$	$C_0 = \frac{bh}{l} \left[\epsilon_{33}^T - \frac{2d_{31}^2}{s_{11}^p + s_{12}^p + \frac{h}{l} \left(\frac{1}{E} - \frac{\nu}{E} \right)} \right]$	
1	18,52 nF	41,8 nF	27,8 nF	26,2 nF
3	9,26 nF	20,9 nF	13,9 nF	12,8 nF
4	9,26 nF	20,9 nF	13,9 nF	12,85 nF

TABLÉAU 2.7 – Capacité des différents éléments piézoélectriques en fonction de leur condition aux limites.

Elément piézoélectrique 1						
	f_{cc}	f_{co}	ζ	Q	k (%)	θ
Freq 1	31,61	31,86	5,49E-03	91,02	12,50	3,93E-03
Freq 2	70,85	171,50	1,84E-03	272,23	8,67	1,47E-02
Freq 3	433,81	434,01	1,50E-03	333,09	3,06	1,31E-02
Freq 4	857,88	858,06	3,71E-03	134,60	2,09	1,77E-02
Freq 5	1414,40	1416,10	5,93E-03	84,29	4,90	6,84E-02
Elément piézoélectrique 3						
	f_{cc}	f_{co}	ζ	Q	k (%)	θ
Freq 1	31,80	31,85	5,65E-03	88,47	5,49	1,24E-03
Freq 2	171,03	171,52	1,78E-03	280,25	7,55	9,23E-03
Freq 3	433,88	434,08	1,53E-03	326,82	3,00	9,29E-03
Freq 4	855,82	858,58	2,95E-03	169,75	8,02	4,90E-02
Freq 5	1413,40	1414,30	4,67E-03	107,16	3,57	3,59E-02
Elément piézoélectrique 4						
	f_{cc}	f_{co}	ζ	Q	k (%)	θ
Freq 1	31,83	31,85	5,34E-03	93,67	3,54	8,02E-04
Freq 2	170,94	171,54	1,79E-03	278,92	8,35	1,02E-02
Freq 3	433,44	433,96	1,43E-03	350,83	4,91	1,51E-02
Freq 4	857,20	858,77	2,83E-03	176,52	6,05	3,70E-02
Freq 5	1411,0	1415,2	5,83E-03	85,77	7,70	7,74E-02

TABLEAU 2.8 – Caractéristiques dynamiques de la structure identifiée

CONTRÔLE SEMI-ACTIF MODAL

3

SOMMAIRE

3.1	POINT DE DÉPART	64
3.1.1	Contrôle semi-actif SSDI	64
3.1.2	Observateur modal	68
3.2	STRATÉGIE DU CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MODAL	69
3.2.1	Spillover	71
3.3	APPLICATION	73
3.3.1	Objectif	73
3.3.2	Protocole expérimental	74
3.3.3	Résultats du contrôle semi-actif SSDI modal	75
3.3.4	Excitation large bande, un mode contrôlé	79
3.3.5	Excitation large bande, deux modes contrôlés	80
3.3.6	Robustesse de la méthode	82
	CONCLUSION	84

LE contrôle des vibrations grâce aux éléments piézoélectriques est un sujet de recherche prioritaire dans de nombreux secteurs industriels notamment dans le domaine des transports ou les structures sont généralement embarquées. Dans ce cas, les structures sont soumises à des excitations larges bandes. Le contrôle doit alors cibler certains modes de la structure, notamment ceux qui, excités, limitent la durée de vie de la structure. Pour réaliser ce contrôle dans le cas de structures embarquées, l'énergie nécessaire à l'alimentation des actionneurs doit être minimum afin de ne pas nécessiter d'amplificateurs lourds et encombrants.

Afin de répondre à ces préoccupations, de nombreuses méthodes d'amortissement vibratoire peuvent être utilisées.

Le contrôle actif est l'une d'entre elle. Ce contrôle vise à imposer une force ou un déplacement en certains points du système à contrôler, en fonction notamment de l'état mesuré ou de l'historique de celui-ci. Cette technique a démontré son efficacité notamment pour cibler efficacement certains modes d'une structure excitée sur une large bande. Toutefois, la puissance électrique requise par les amplificateurs pour alimenter les actionneurs est un frein à son développement notamment dans le cas de structures

embarquées.

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 méthode semi-active, le contrôle baptisé SSDI pour Synchronized Switch Damping on Inductor est mise en oeuvre en utilisant un interrupteur électronique commandé pendant de brefs instants de façon synchrone avec la vibration. Lorsque la tension aux bornes des éléments piézoélectriques est extrême, l'interrupteur connecte brièvement les éléments piézoélectriques à un circuit électrique composé d'une inductance ce qui a pour effet d'inverser la tension. Cette inversion induit une force mécanique de signe opposé à la vitesse, créant ainsi l'amortissement recherché.

Cette technique présente l'avantage de pouvoir être quasi-autonome. Elle ne nécessite aucune information précise sur les modes de résonances de la structure et est donc très adaptable et peu sensible aux conditions aux limites. Cependant, cette méthode n'est pas adaptée à des excitations larges bandes alors que les sollicitations des structures industrielles sont le plus souvent large bande. La réduction des vibrations doit alors concerner plusieurs résonances.

La stratégie de contrôle élaborée dans ce chapitre [99] [100] [101] 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 et ce même dans le cas d'excitations large bande. Cette méthode utilise autant de contrôleurs SSDI que de modes à contrôler. La tension de chaque contrôleur SSDI est inversée non pas sur les extremums de tension comme pour la technique SSDI mais sur les extremums du déplacement modal ciblé. Etant donné que les déplacements modaux ne peuvent s'obtenir directement des mesures réalisées sur la structure, la méthode proposée utilise un observateur modal, technique développée et largement utilisée pour le contrôle actif. Cet observateur est basé sur le modèle de la structure identifié au chapitre précédent.

Ce chapitre présente dans un premier temps les méthodes sur lesquelles s'appuie le contrôle semi-actif modal telles que l'observateur et la technique SSDI. La stratégie du contrôle semi-actif modal est ensuite développée. Les résultats obtenus en simulation comme en expérimentation sont enfin détaillés.

3.1 POINT DE DÉPART

3.1.1 Contrôle semi-actif SSDI

La mise en oeuvre de la technique SSDI consiste à ajouter un circuit composé d'un interrupteur et d'une bobine d'inductance L en parallèle des éléments piézoélectriques. Le circuit obtenu est présenté Fig. (3.1) et le principe de la technique est présenté Fig. (3.2).

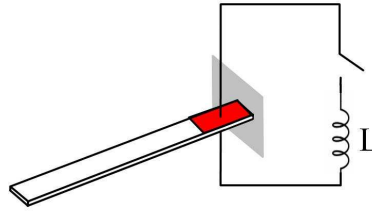


FIGURE 3.1 – Circuit SSDI

L'interrupteur est pratiquement toujours ouvert, sauf quand un extremum de tension est détecté.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, le courant sortant des éléments piézo-électriques est nul et d'après l'Eq. (2.21) la tension évolue alors proportionnellement à la déformation.

Lorsqu'un extremum de la tension est détecté, l'interrupteur est fermé jusqu'à ce que la tension soit inversée. Cette inversion est rendu possible par la capacité C_0 des éléments piézoélectriques et l'inductance L qui forment un circuit électrique oscillant dont l'équation peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{d^2V}{dt^2} + \frac{1}{C_0L}V = 0 \quad (3.1)$$

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 correspondant à une demi pseudo période du circuit oscillant électrique.

Un choix judicieux de l'inductance L permet d'avoir une période d'inversion électrique beaucoup plus faible que la période de vibration mécanique.

Choix de l'inductance

Plus l'inductance est petite et plus le temps d'inversion est faible. Ainsi ce type de contrôle ne nécessite pas des valeurs d'inductance très importantes contrairement aux techniques passives classiques.

Le temps d'inversion peut-être calculé comme suit :

$$t = \pi\sqrt{LC_0} \quad (3.2)$$

D'un point de vue pratique, l'inductance est choisie de façon à ce que le temps d'inversion t soit entre 20 et 50 fois plus petit que la période de vibration mécanique T_e d'où :

$$L \leq \frac{1}{C_0} \left(\frac{T_e}{20\pi} \right)^2 \quad (3.3)$$

Pertes dans le circuit

L'inversion à travers l'inductance n'est pas parfaite. Une part de l'énergie électrique contenue sur les électrodes des éléments piézoélectriques avant l'inversion est perdue dans le dispositif de commutation, en particulier dans le circuit magnétique de l'inductance. Cette qualité de l'inversion

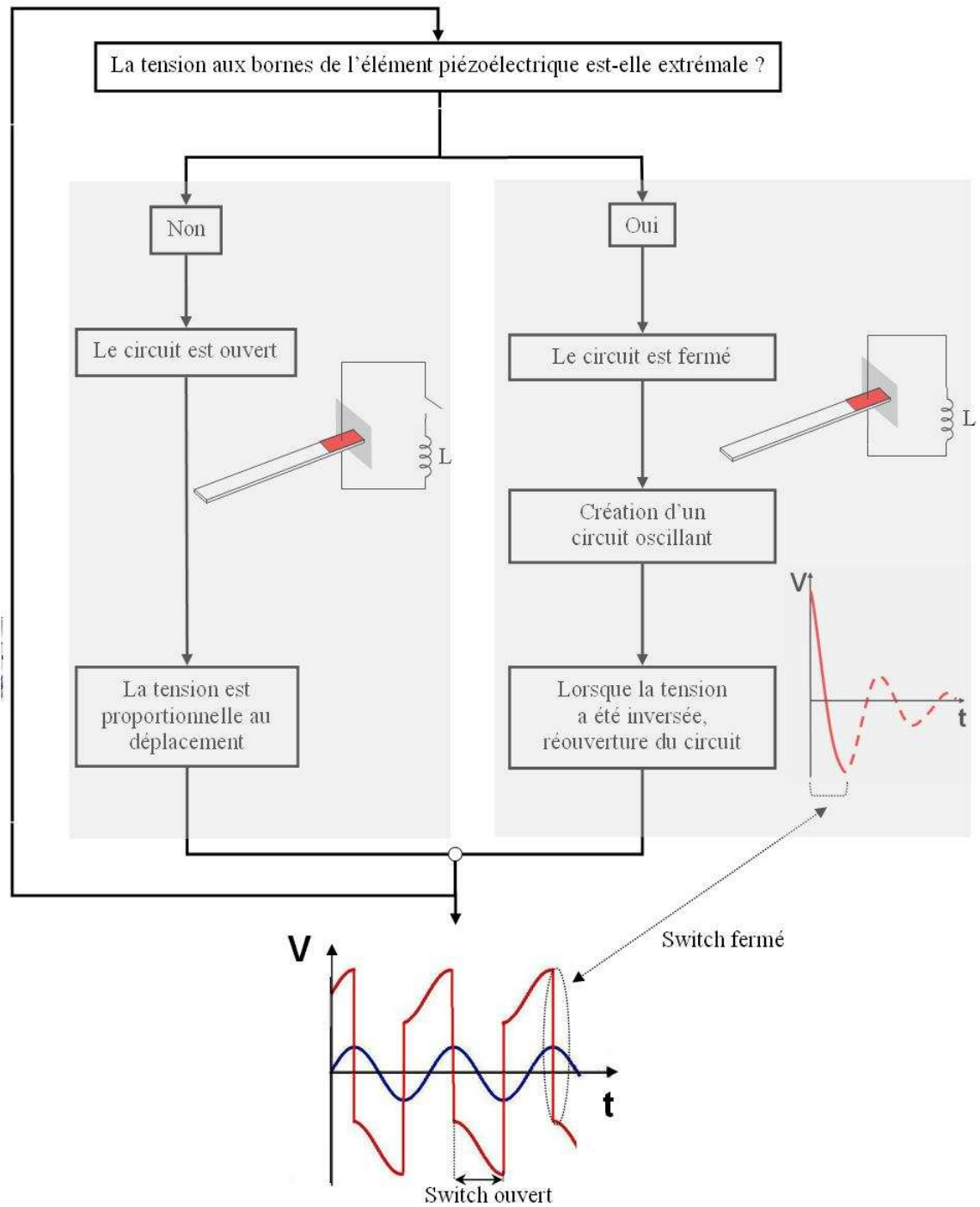


FIGURE 3.2 – Principe du contrôle SSDI

électrique est quantifiée par le facteur γ qui lie la tension avant inversion à la tension après inversion. Les pertes étant exponentielles, le facteur de perte γ peut s'exprimer en fonction du facteur de qualité électrique Q déterminé expérimentalement. L'expression de la tension après inversion V_{apr} en fonction de la tension avant l'inversion V_{avt} est donnée par l'équation suivante :

$$V_{apr} = -\gamma V_{avt} = V_{avt} e^{\frac{-\pi}{2Q}} \quad (3.4)$$

Fonction créneau

Après la phase transitoire, l'inversion répétée 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 la vibration. Cela signifie que du point de vue de la structure le traitement non linéaire introduit un effet dissipatif de type frottement sec. La tension aux bornes de l'élément piézoélectrique peut s'exprimer comme la somme de deux fonctions :

$$V = \frac{\theta}{C_0} \delta + h \quad (3.5)$$

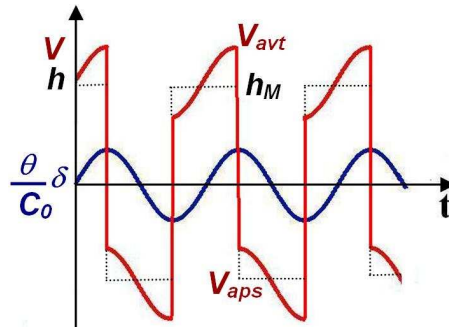


FIGURE 3.3 – Fonction créneau

Le premier terme de l'Eq. (3.5) correspond à la tension qui apparaîtrait sur l'actionneur s'il était en circuit ouvert. L'inversion induit le second terme de l'équation qui est une fonction créneau auto générée nommée h . Cette fonction est toujours en phase avec le signe de la vitesse de vibration.

La fonction h étant périodique, son amplitude h_M peut être aisément calculée :

$$V_{apr} = h_M + \frac{\theta}{C_0} \Delta \quad (3.6)$$

$$V_{avt} = -h_M + \frac{\theta}{C_0} \Delta \quad (3.7)$$

Avec Δ l'amplitude du déplacement.

D'après les Eqs. (3.4), (3.6) et (3.7), l'amplitude de la tension créneau h_M peut s'exprimer comme suit :

$$h_M = -\Delta \frac{\theta}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \quad (3.8)$$

La fonction créneau h est déduite de l'amplitude du créneau h_M :

$$h = \Delta \frac{\theta}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \text{sign}(\delta) \quad (3.9)$$

Amortissement :

Lorsque l'excitation sinusoïdale est ciblée sur un seul mode de la structure, l'amortissement peut être déterminé d'une manière prédictive [102] en fonction du coefficient de couplage électromécanique k , du facteur d'amortissement ζ et de la qualité de l'inversion électrique γ .

$$A = \frac{1}{1 + \frac{2k^2}{\pi\zeta} \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)} \quad (3.10)$$

Pour une raison de lisibilité, les détails des calculs sont donnés en Annexe A.1.

Limites de la méthode :

Dans le cas de sollicitations larges bandes, la stratégie de contrôle consistant à inverser la tension piézoélectrique à chaque extremum de déformation n'est pas forcément optimale. La Fig. (3.4) illustre cette stratégie de contrôle sur un signal composé de deux modes. Intuitivement on sent que le nombre important d'inversions ne permet pas de maximiser l'amplitude de la fonction créneau ce qui entraîne un faible amortissement. De plus, cette technique ne permet pas de cibler le contrôle sur certains modes de la structure.

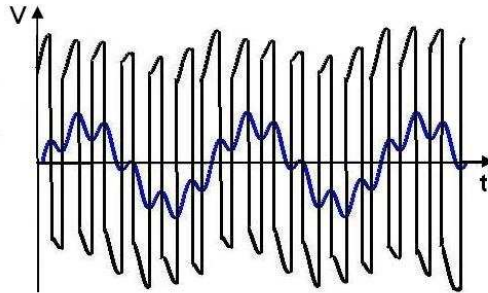


FIGURE 3.4 – Contrôle SSDI - Inversion de la tension sur tous les extremums de tension - Cas où l'excitation porte sur deux modes

3.1.2 Observateur modal

Afin de cibler certains modes du système par le contrôle, il est possible de modéliser le système dans l'espace modal c'est-à-dire en considérant chacun des modes indépendamment les uns des autres. Cette méthode est fréquemment utilisée en contrôle actif dans le but de contrôler certains modes du système à partir de leurs déplacements et vitesses modaux. Ces deux variables - déplacements et vitesses modaux - n'étant pas accessibles directement via les mesures, il est nécessaire de les estimer. Le but de l'observateur est donc de reconstruire les déplacements et vitesses modaux, sans connaître les perturbations du système.

Pour ce faire, l'observateur utilise un modèle de la structure pour fournir

des mesures indirectes d'une ou plusieurs variables (dans notre cas, déplacements et vitesses modales) à partir de variables connues et mesurées (tension aux bornes des capteurs). L'observateur consiste à faire tendre en boucle fermée, le calcul des mesures qu'il a estimé à l'aide du modèle de la structure vers les mesures réelles.

Le modèle de la structure peut-être linéaire ou non linéaire. Dans le cas où le système abordé est linéaire et déterministe, l'observateur de Luenberger ([80] [103]) est généralement utilisé. Dans le cas des systèmes non linéaires, l'observation est un peu plus délicate et il n'existe pas, à l'heure actuelle, de méthode universelle pour la synthèse d'observateurs. Les approches envisageables sont soit une extension des algorithmes linéaires, soit des algorithmes non linéaires spécifiques. Dans le premier cas, l'extension est basée sur une linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement. Pour le cas d'algorithmes non linéaires spécifiques, les recherches menées sur ce sujet ([104], [105]) ont donné naissance à de nombreux algorithmes d'observation (Observateurs de Luenberger généralisés (OLG), Observateurs à grand gain, Observateurs étendus ...). Dans la suite de ce manuscrit, le système est considéré comme linéaire et observateur utilisé sera l'observateur de Luenberger.

Les observateurs, de par leur principe, impliquent la nécessité d'un compromis entre précision et temps de calcul. L'observateur doit être réglé de manière à ce que la dynamique d'observation soit plus rapide que celle de la structure contrôlée. En effet, l'observateur doit être suffisamment rapide afin de pouvoir alimenter le contrôleur dans des conditions favorables. La rapidité de l'observateur se traduit par des gains d'observation élevés. Cependant, les gains doivent également être minimaux, car ils agissent sur les bruits de mesure. Ces bruits amplifiés peuvent déstabiliser le contrôle en provoquant des excitations parasites. Un critère quadratique peut permettre d'optimiser le contrôleur. Ce critère traduit le compromis entre les performances de la reconstruction (rapidité et précision) et à la sensibilité aux bruits des mesures.

3.2 STRATÉGIE DU CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MODAL

Comme le montre la Fig. (3.4), dans le cas d'excitations large bande, la stratégie de contrôle SSDI n'est pas forcément optimale. Le contrôle agit sur une large bande entraînant un amortissement faible. Localiser l'action du contrôle sur les modes les plus énergétiques permettrait d'améliorer l'efficacité du contrôle.

C'est dans ce but que la méthode SSDI modale a été développée. Afin de cibler certains modes par le contrôle, la méthode proposée consiste à inverser la tension aux bornes de l'actionneur lorsque le déplacement du mode ciblé est extremum. La Fig. (3.5) présente le déplacement modal q_i qui détermine l'instant d'inversion de la tension et la tension aux bornes

de l'actionneur piézoélectrique V . L'inversion de la tension lorsque le déplacement modal choisi est extremum n'est possible que si le déplacement modal est connu. Pour ce faire, un observateur modal est utilisé.

Par conséquent, la stratégie du contrôle SSDI modal consiste à combiner le contrôle SSDI à un observateur modal.

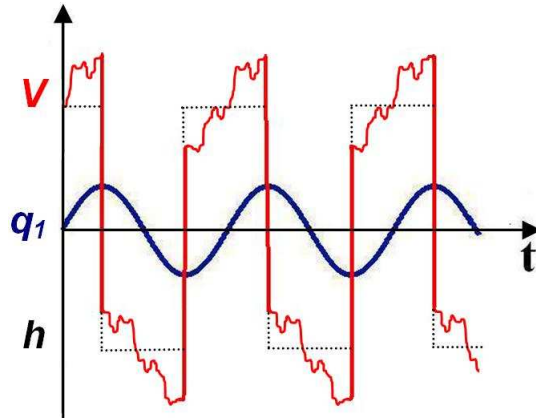


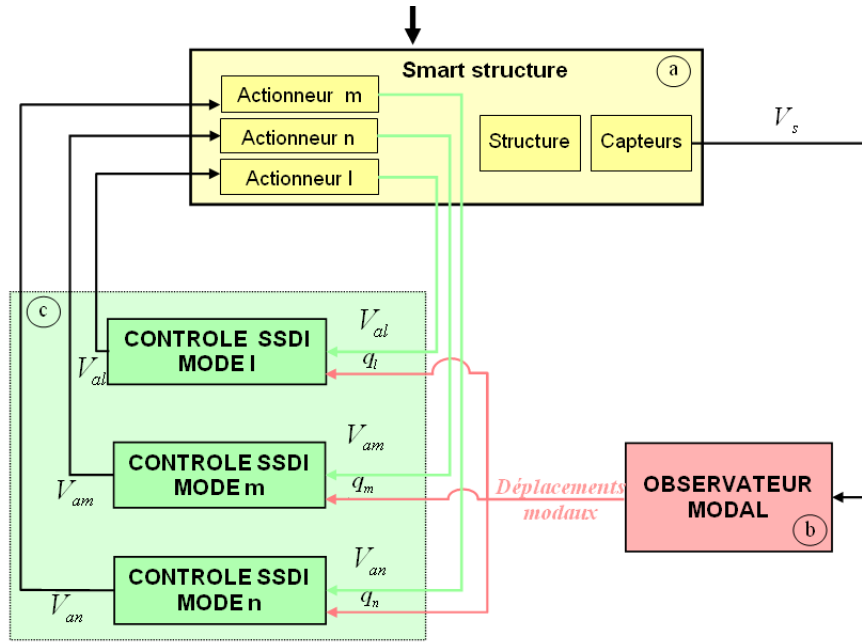
FIGURE 3.5 – Allure de la tension V aux bornes de l'élément piézoélectrique lorsque l'inversion est ciblée sur le déplacement modal du premier mode q_1

La stratégie du contrôle SSDI modal est résumée Fig. (3.6). La tension aux bornes de l'actionneur (a) est inversée lorsque le déplacement modal du mode choisi est extrémal. Cibler plusieurs modes implique l'utilisation de plusieurs actionneurs. Chaque actionneur permettant de contrôler un mode de la structure, cette méthode nécessite autant d'actionneurs que de modes à contrôler.

Afin d'inverser la tension aux bornes de l'actionneur, un circuit nommé " SSDI " est connecté à l'actionneur (c). Ce circuit est composé d'une inductance adaptée au mode ciblé et d'un interrupteur. Chaque actionneur est relié à son propre circuit SSDI. La fermeture de l'interrupteur implique l'inversion de la tension. Ainsi, afin d'inverser la tension à l'instant adéquat, l'interrupteur doit être fermé lorsque le déplacement modal du modal ciblé est extrémal.

Pour ce faire, il est nécessaire de déterminer les déplacements modaux q . Ne pouvant être directement mesurés, ils sont déterminés grâce à un observateur modal (b) qui les estime à partir des tensions piézoélectriques données par les capteurs (a).

Cette méthode présente l'avantage de ne requérir aucune énergie pour alimenter les actionneurs. Seule une énergie de commande très faible est nécessaire pour alimenter l'interrupteur de chaque contrôleur SSDI ainsi que pour alimenter le processus sur lequel est implémenté l'observateur modal.

FIGURE 3.6 – Principe du contrôle semi-actif modal (Modes l, m, n ciblés)

3.2.1 Spillover

Dans le cas du contrôle SSDI, l'inversion répétée de la tension se traduisait par la création d'une force mécanique en créneau en quadrature avec le déplacement réel de la vibration. Dans le cas du contrôle SSDI modal, l'inversion génère une fonction créneau en quadrature avec le déplacement modal. Cette fonction créneau auto générée est toujours en phase avec le signe de $\dot{q}_i(t)$, c'est à dire avec la vitesse modale du mode ciblé. La fréquence de la fonction créneau est par conséquent la même que la fréquence du mode ciblé par le contrôle.

La fonction créneau auto générée peut réintroduire des harmoniques. En effet, son amplitude peut être modulée par les modes non contrôlés. Ceci vient du fait que l'amplitude de la tension au moment de l'inversion dépend fortement des modes excités.

La Fig. (3.8) illustre l'allure de la tension aux bornes de l'actionneur V en régime établi lorsque la structure n'est pas contrôlée.

L'excitation observée, appelée ici "spillover harmonique" de contrôle, ne peut rendre la structure instable. En effet, les fréquences sont excitées par une redistribution de l'énergie de la structure : l'énergie des modes non contrôlés peut venir interférer avec les modes contrôlés, mais n'étant pas infinie, elle ne peut déstabiliser la structure. En cela, le contrôle SSDI modal s'oppose au contrôle actif où de l'énergie extérieure à la structure est apportée pouvant entraîner de l'instabilité.

Dans certains cas, il peut s'avérer utile de réduire l'effet de ce spillover harmonique. Tout comme dans le cas du spillover issu d'un contrôle actif,

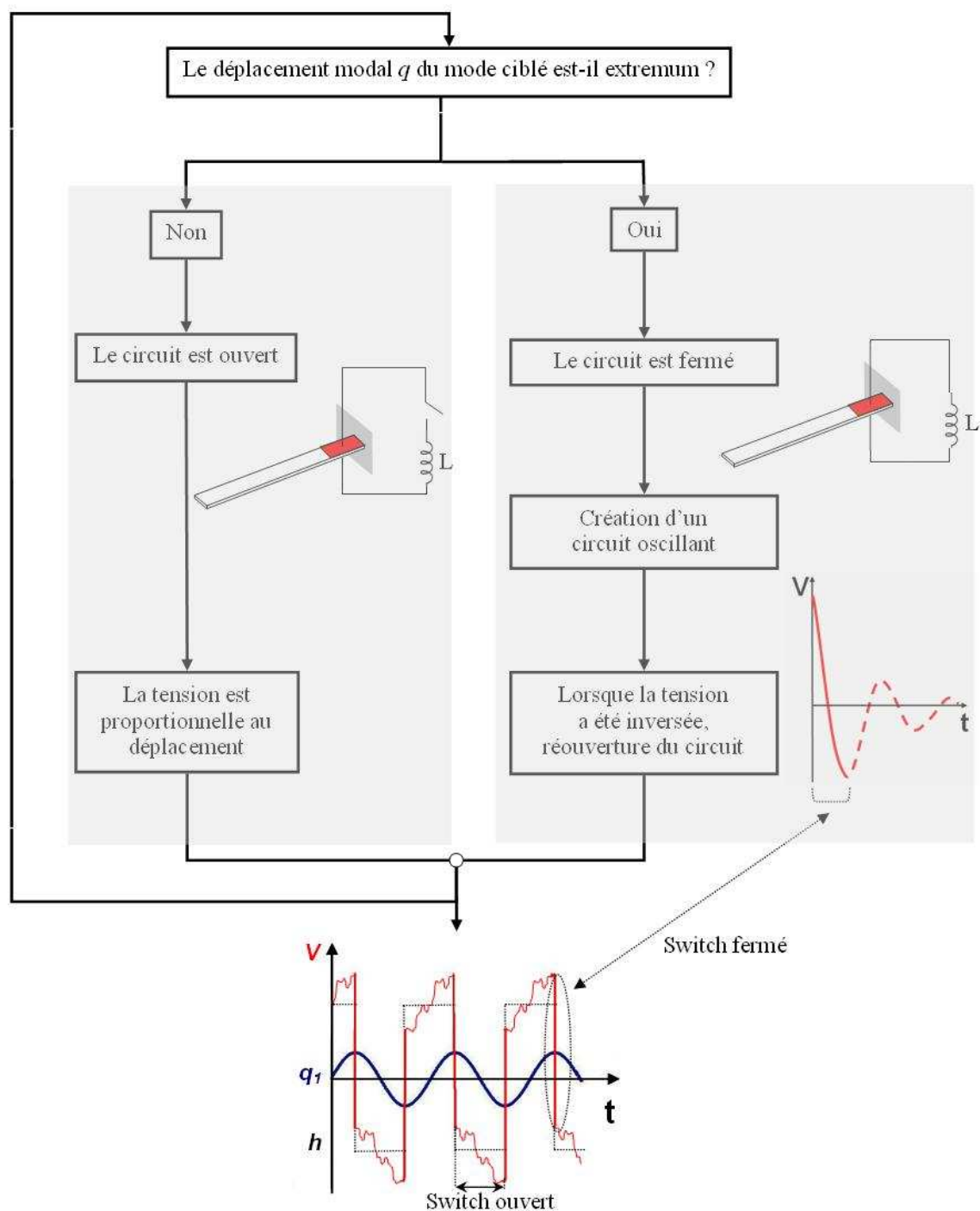


FIGURE 3.7 – Principe du contrôle SSDI Modal

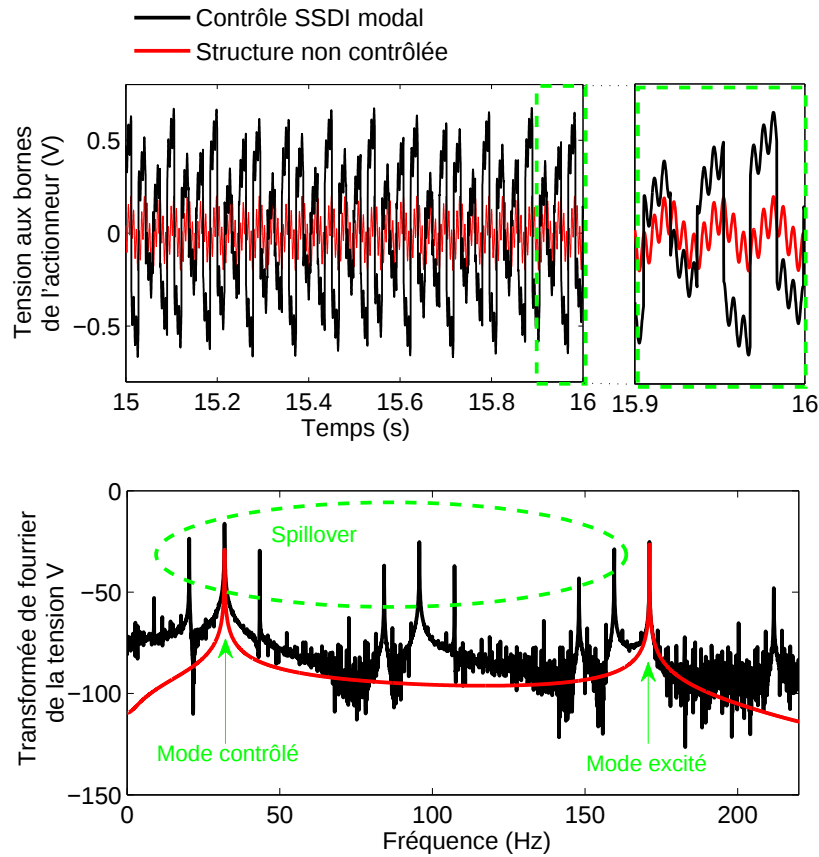


FIGURE 3.8 – Allure de la tension simulée aux bornes de l'actionneur en régime établi lorsque la structure est non contrôlée (en rouge) et lorsqu'un des deux modes est ciblé par le contrôle (en noir) - Les simulations sont effectuées en boucle ouverte - Excitation sinusoïdale sur deux modes

la façon la plus simple consiste sans doute à augmenter l'amortissement des modes de fréquences élevées avec des méthodes de contrôle passif efficace en moyenne et haute fréquence. Il est, par exemple, possible d'utiliser des matériaux viscoélastiques sous formes de petits patches. Une autre solution consiste à localiser les actionneurs là où la contrainte des modes non ciblés par le contrôle est très faible. En fait, la coïncidence d'une fréquence excitée par du spillover harmonique avec un mode de la structure est relativement rare et des solutions spécifiques peuvent généralement être adaptées [78].

3.3 APPLICATION

3.3.1 Objectif

Le but de l'application proposée est de valider la méthode exposée de façon à démontrer qu'elle permet de contrôler simultanément et efficacement les deux premiers modes de la structure soumise à une excitation complexe.

3.3.2 Protocole expérimental

La structure utilisée est celle présentée au paragraphe (2.2.5). Etant donné que l'objectif fixé est de cibler deux modes de la structure, deux actionneurs sont utilisés, l'un pour contrôler le premier mode de la structure, l'autre pour contrôler le second mode. Les deux actionneurs sont colocalisés pour constituer un ensemble bimorphe, près de l'encastrement. Les capteurs sont utilisés afin d'alimenter l'observateur. Le nombre de capteurs dépend essentiellement du nombre de modes ciblés et de la complexité de la structure mais peut-être largement inférieur à celui des modes à observer. Il a été choisi d'observer cinq modes sur la bande fréquentielle 0-1500 Hz. Pour cela, deux capteurs sont amplement suffisants.

La stratégie proposée est mise en oeuvre en utilisant une carte DSpace DSP DS-1104 et l'implantation est réalisée en utilisant l'environnement logiciel Matlab/SimulinkTM. A chaque mode contrôlé correspond un interrupteur synchronisé sur les extremums du déplacement modal du mode ciblé. Les fermetures et ouvertures des interrupteurs sont générés par la sortie numérique de la carte processeur et sont reliées à une inductance. Les paramètres liés à l'inversion de la tension du contrôle SSDI modal sont donnés dans le Tab. (3.1).

Contrôle SSDI modal - Réglage des paramètres électriques		
Inductance servant à cibler le mode 1	γ_1	0,7
	Inductance L_1	0,4
Inductance servant à cibler le mode 2	γ_2	0,65
	Inductance L_2	0,2

TABLEAU 3.1 – Paramètres liés à l'inversion électrique du contrôle SSDI modal

Les gains de l'observateur ont été réglés à partir d'une pondération de la matrice B constituée des coefficients électromécaniques des actionneurs et grâce à la fonction matlab LQE . La pondération choisie, $1e3BB^t$, mène au gain d'observation présentés dans le Tab. (3.2).

Le protocole utilisé consiste tout d'abord à valider la nouvelle méthode lorsque le contrôle est ciblé sur un seul mode de la structure soumise à une excitation sinusoïdale sur la fréquence de résonance correspondante. Puis, dans un second temps, deux modes sont contrôlés simultanément, la structure étant soumise à deux excitations sinusoïdales sur les deux résonances. Enfin, la méthode est testée afin de contrôler deux modes de la structure excitée en large bande par un choc.

Réglage de l'observateur modal						
		Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5
Capteur 1	q	-0,0004	0,0003	0,0001	0,0001	-0,0001
	$\dot{q}$	0,0228	0,0801	-0,0160	-0,0426	-0,2624
Capteur 2	q	-0,0003	0,0003	-0,0001	0,0000	-0,0002
	$\dot{q}$	0,0094	-0,0178	-0,0761	-0,1073	-0,3103

TABLEAU 3.2 – Réglage de l'observateur modal

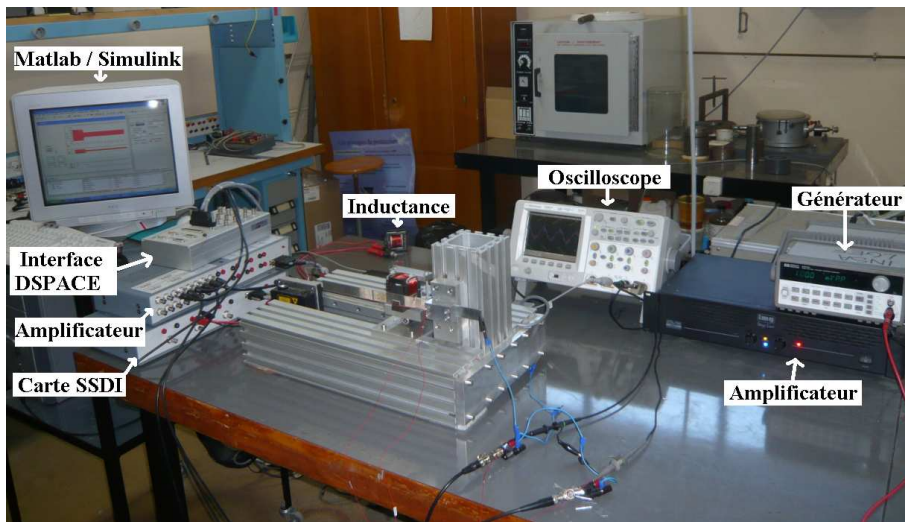


FIGURE 3.9 – Dispositif expérimental - Vue réelle

3.3.3 Résultats du contrôle semi-actif SSDI modal

3.3.3.1 Excitation sinusoïdale sur une fréquence de résonance, un mode contrôlé

La première étape de la validation de la méthode concerne le contrôle d'un seul mode de la structure soumise à une excitation sinusoïdale sur la résonance correspondante. La méthode modale devrait, dans ce cas, donner des résultats identiques à ceux obtenus par un contrôle SSDI classique. En effet, lorsque l'excitation est purement sinusoïdale, les extremums du déplacement modal correspondent aux extremums de la tension. Que l'inversion soit synchronisée sur le déplacement modal ou sur la tension, le résultat est théoriquement identique. Afin de vérifier cette hypothèse, la structure est excitée par l'électroaimant autour de sa première fréquence de résonance (32,05 Hz); une seconde vérification sera réalisée sur la deuxième fréquence de résonance (175,10 Hz) par une force d'amplitude constante.

L'amortissement évalué à partir des mesures réalisées au niveau du premier capteur atteint dans cette configuration 17,43 dB sur la première fréquence de résonance et 17,45 dB sur la deuxième.

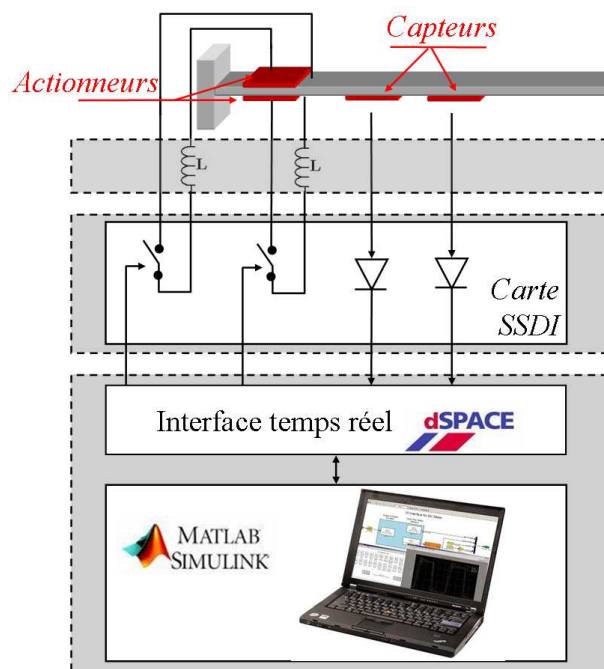


FIGURE 3.10 – Dispositif expérimental - Schéma

La Fig. (3.11) permet de comparer les réponses harmoniques expérimentales de la structure non contrôlée et contrôlée par la méthode SSDI modal.

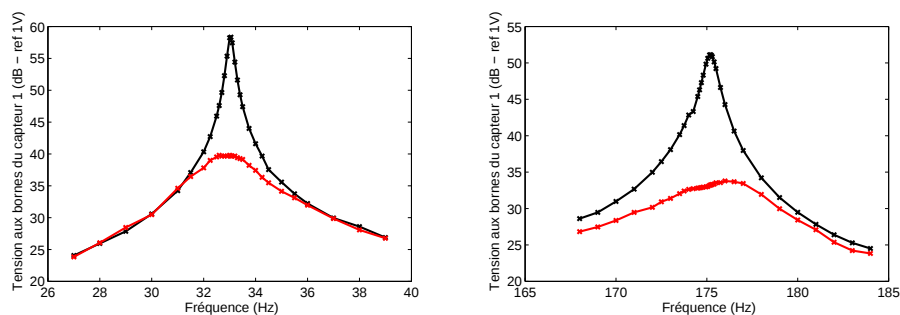


FIGURE 3.11 – Réponses harmoniques expérimentales de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal (courbe rouge) sur le mode 1 (figure de gauche) et le mode 2 (figure de droite)

Ces résultats peuvent être comparés à ceux obtenus théoriquement. En effet, l'Eq. (3.10) permet de calculer l'atténuation obtenue lorsque l'excitation est purement sinusoïdale. Les coefficients d'inversion déterminés expérimentalement étant de 0,7 et 0,65 respectivement pour le premier et second mode, l'atténuation atteint 18,05 dB et 19,8 dB pour ces deux modes. Ces résultats concordent avec ceux obtenus expérimentalement (Tab. 3.3).

3.3.3.2 Excitation sinusoïdale sur deux fréquences de résonance, un ou deux modes contrôlés

L'extension au cas multimodal de la méthode SSDI donne de mauvais résultats. Aussi, la seconde étape de validation de la méthode SSDI modale concerne la faisabilité du contrôle lorsque l'excitation sinusoïdale est ciblée sur deux modes de résonance de la structure. La Fig. (3.12) compare l'atténuation des deux premiers modes de la structure lorsque seul le premier et/ou le second mode est contrôlé en fonction du rapport des énergies modales du mode 1 E_1 et du mode 2 E_2 de la structure non contrôlée.

Contrôle du premier mode (Fig. (3.12) - Courbe bleue)

Lorsque seul le premier mode est contrôlé et lorsque l'énergie du mode 1 est largement plus importante que celle du mode 2, l'atténuation engendrée par le contrôle est similaire à celle obtenue lorsque l'excitation est ciblée sur le mode 1 seul.

Plus l'énergie du mode 2 est élevée comparé à celle du mode 1, moins le contrôle visant le mode 1 est efficace. En effet, la tension aux bornes de l'actionneur est composée des modes 1 et 2 et n'est donc pas forcément extrême au moment de l'inversion. Plus l'amplitude du mode 2 est importante, plus la tension au moment de l'inversion varie ce qui implique une diminution de l'atténuation du mode ciblé.

Dans le cas où l'énergie du mode 2 est nettement supérieure à celle du mode 1, le contrôle engendre une augmentation du déplacement modal q_1 . Cependant, malgré cette ré-excitation, le niveau de vibration du déplacement modal q_1 reste négligeable devant celui du déplacement modal q_2 . On peut noter que le contrôle du mode 1 n'implique pas l'amortissement du mode 2.

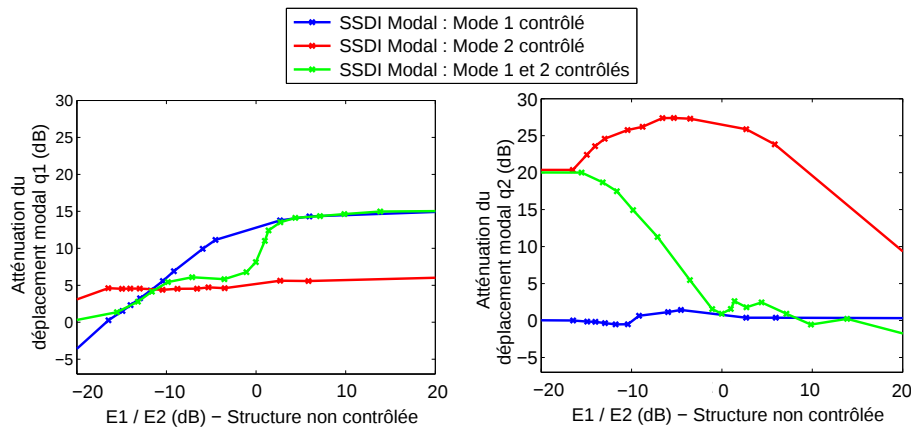


FIGURE 3.12 – Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2

Contrôle du second mode (Fig. (3.12) - Courbe rouge)

Lorsque seul le second mode de la structure est contrôlé et l'énergie de ce mode est plus importante que celle du mode 1, l'atténuation engendrée par le contrôle est similaire à celle obtenue lorsque l'excitation est ciblée sur le

mode 2 seul. Cependant, l'atténuation du déplacement modal q_2 n'est pas maximal dans ce cas. En effet, lorsque le mode 1 est légèrement excité, la tension au moment de l'inversion est plus importante que lorsque seul le mode 2 est excité, ce qui conduit à une meilleure atténuation du mode 2. L'atténuation atteint 28 dB soit une atténuation de 8 dB supérieure à celle obtenue lorsque seul le mode 2 est excité. D'autre part, l'atténuation du mode 2 implique une faible atténuation, quasi constante, de la première fréquence de résonance de la structure. En effet, la période du mode 2 est bien inférieure à celle du mode 1. Aussi durant une période du mode 1, la tension aura été inversée au moins 5 fois, ce qui conduit à une faible atténuation du mode 1. [106]

Contrôle des deux premiers modes simultanément (Fig. (3.13) - Courbe verte)

Pour une énergie du second mode largement supérieure à celle du premier mode, le contrôle ciblant les deux premiers modes mène à une atténuation identique à celle obtenue lorsque seul le second mode est contrôlé.

De même, lorsque l'excitation du premier mode est largement supérieure à celle du second mode, l'atténuation du premier mode est identique à celle obtenue lorsque seul le premier mode est contrôlé.

Lorsque l'énergie des modes 1 et 2 est du même ordre de grandeur, l'atténuation obtenue en ciblant les deux modes se situe entre celle obtenue lorsque le mode observé est le mode contrôlé et celle obtenue lorsque le mode observé n'est pas contrôlé. En effet, si le mode 1 est atténué de manière significative, le niveau de la tension aux bornes des deux actionneurs en sera diminué. L'atténuation du mode 2 sera alors plus faible que celle obtenue lorsque le mode 1 n'est pas contrôlé.

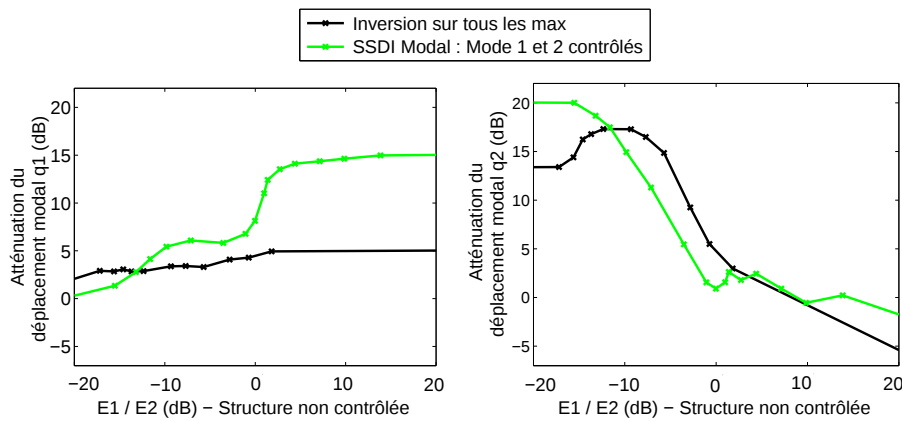


FIGURE 3.13 – Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2

Comparée à la technique consistant à inverser la tension sur tous les extremums (Fig. (3.13)), la méthode développée apparaît être plus performante. Etant donné que, même peu excité, le mode 2 engendre des oscillations sur la tension aux bornes de l'actionneur, la méthode consistant à inverser la tension sur tous les extremums n'engendre qu'un très faible amortissement du mode 1 : le mode 1 n'est jamais correctement ciblé ce qui a pour

conséquence une atténuation du déplacement modal q_1 ne dépassant pas 4 dB.

Dans le cas où l'énergie E_2 est très faible devant celle du mode 1 E_1 , la méthode consistant à inverser la tension après chaque extremum de tension est peu performante (Fig. (3.12)). En effet, la tension est inversée à des instants ne correspondant ni aux extremums du déplacement modal q_1 ni à ceux de q_2 . Comme le montre la Fig. (3.14), le mode 2 n'est plus suffisamment excité pour que les inversions aient lieu aux extremums du mode 2. L'atténuation est alors faible sur les deux modes visés par le contrôle. Le contrôle SSDI modal est donc plus performant pour amortir des modes ciblés.

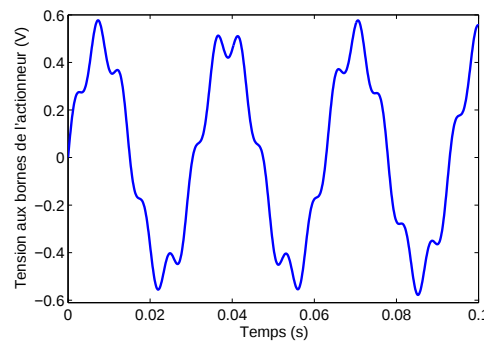


FIGURE 3.14 – Tension aux bornes de l'actionneur lorsque la structure n'est pas contrôlée - Amplitude faible du mode 2 devant celle du mode 1

3.3.4 Excitation large bande, un mode contrôlé

La troisième étape concerne la validation de la méthode de contrôle SSDI modale dans le cas d'une excitation large bande. L'expérimentation utilise un choc généré par une bille métallique. La bille impacte la structure à 6 cm de l'encastrement, ce qui permet d'exciter fortement les premiers modes de la structure. Le premier mode puis le second mode sont tour à tour contrôlés par le contrôleur SSDI modal. Les résultats expérimentaux sont donnés Figs. (3.15) et (3.16).

Les spectres sont calculés à partir d'enregistrement suffisamment long (60 sec) pour garantir des résultats répétables.

La technique SSDI modale conduit respectivement à une atténuation de 9,53 dB et 9,80 dB pour les deux premières fréquences de résonance de la structure.

Comparé au cas précédent où l'excitation était ciblée sur un unique mode, les atténuations obtenues sont plus faibles. Ceci vient du fait que le choc réalisé permet d'exciter fortement les deux premiers modes de la structure. La tension aux bornes des éléments piézoélectriques est similaire sur les modes 1 et 2 et n'est pas forcément extrême à l'instant d'inversion ce qui implique une diminution de l'atténuation.

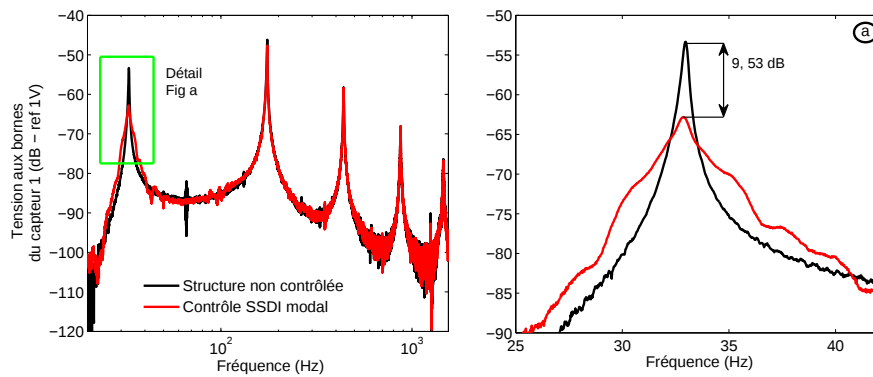


FIGURE 3.15 – Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

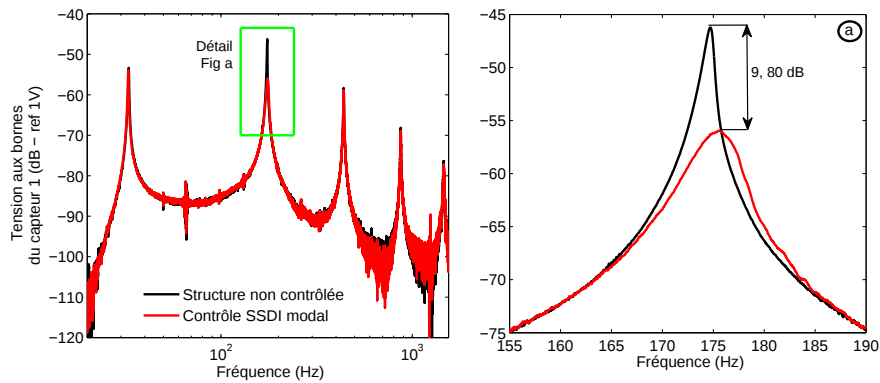


FIGURE 3.16 – Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

3.3.5 Excitation large bande, deux modes contrôlés

Le but de la quatrième expérimentation est de montrer que le contrôle SSDI modal peut cibler simultanément plusieurs modes de la structure soumise à une excitation large bande. L'expérimentation consiste à contrôler simultanément le premier mode et le deuxième mode de vibration de la structure. La Fig. (3.17) présente le spectre de la tension piézoélectrique aux bornes du premier capteur. L'amortissement obtenu correspond à une atténuation de 12,79 dB sur le premier mode et 10,46 dB sur le deuxième mode. Comparés aux résultats précédents, l'approche multimodale permet d'obtenir une atténuation plus importante. Dans ce cas, l'amortissement du mode 1 contribue à l'amortissement du mode 2 est inversement.

Afin de prévoir les résultats expérimentaux, des simulations ont été réalisées. Les deux premiers modes de la structure sont ciblés simultanément par le contrôle. La Fig. (3.18) présente la réponse fréquentielle obtenue aux bornes du capteur 1 via une FFT. Les simulations permettent de prédire une atténuation de 17,69 dB sur le premier mode et 13,66 dB sur le second mode. Ces résultats sont légèrement meilleurs que ceux obtenus expéri-

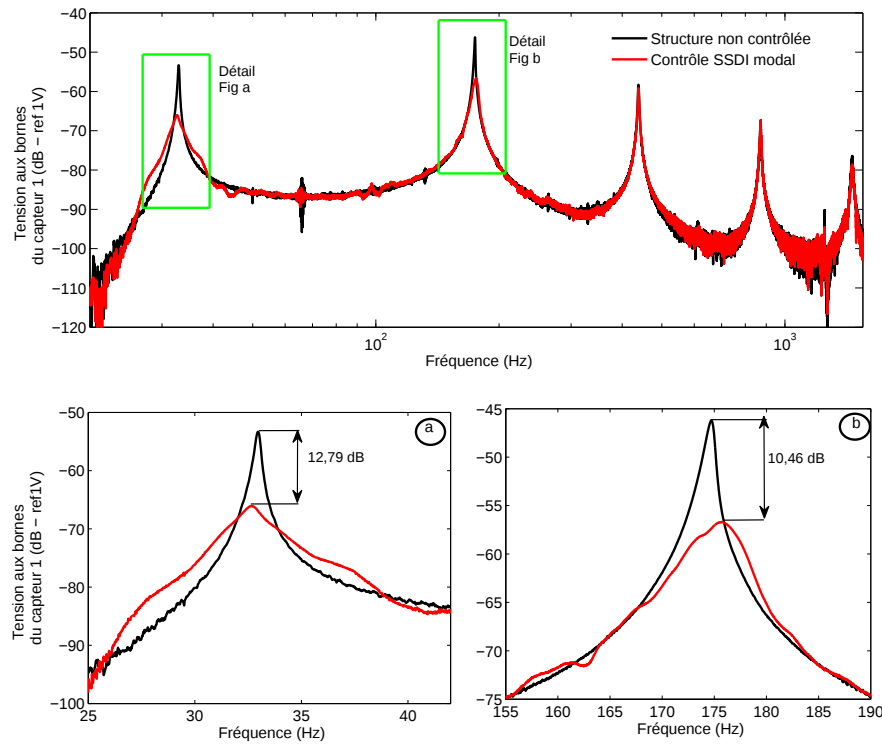


FIGURE 3.17 – Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque les deux premiers modes de la structure excitée en large bande sont contrôlés

mentalement. Cette différence est sans doute due à l'excitation modélisée de façon approximative par un demi sinus. L'approximation réalisée implique des différences importantes entre les simulations et les expérimentations sur les premières inversions de la tension (Fig. (3.19)) et explique les différences d'atténuation. Bien d'autres approximations ont été réalisées et permettent d'expliquer les différences observées. Les caractéristiques identifiées de la structure et utilisées en simulation ont sans doute varié avec différents facteurs tels que la température, la fatigue de la structure intelligente ou encore les imperfections de l'encastrement. Il se peut par ailleurs que les modes supérieurs à 1500 Hz qui ne sont pas pris en compte par l'observateur polluent les déplacements modaux expérimentaux des deux premiers modes. Néanmoins, les résultats obtenus en expérimentation et par simulation étant assez proches, les simulations pourront être utilisées de manière prédictive.

Les Figs. (3.17) et (3.18) permettent de constater que les cinq premiers modes de la structure ne sont pas excités par le contrôle. Il ne semble pas y avoir de spillover de contrôle. Cependant, des oscillations sur la courbe fréquentielle peuvent être observées autour de la première fréquence de résonance de la structure (Fig. (3.17)). Ces oscillations peuvent être expliquées par l'Eq. (3.10) qui met en évidence le couplage entre les modes non contrôlés et les modes contrôlés par le contrôle non linéaire. Ce couplage se traduit par une loi de commande ayant des raies à des fréquences non désirées. Ces raies qui peuvent exciter la structure créent des oscillations sur la courbe fréquentielle de la tension aux bornes des capteurs autour

des fréquences de résonance.

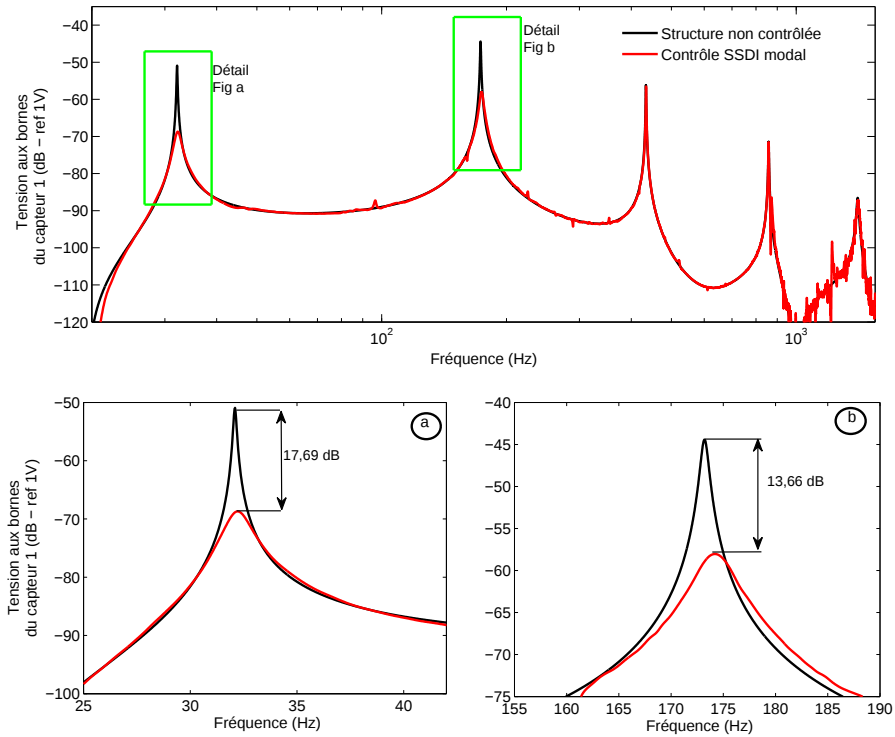


FIGURE 3.18 – Simulation du spectre de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque les deux premiers modes de la structure excitée en large bande sont contrôlés

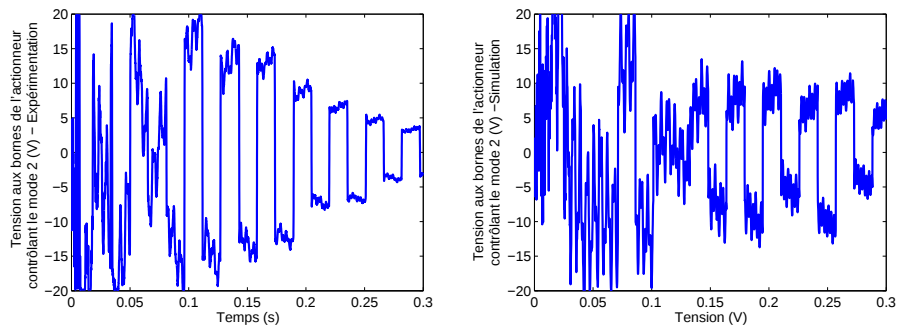


FIGURE 3.19 – Tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande sont contrôlés

3.3.6 Robustesse de la méthode

La robustesse est définie comme "le degré selon lequel un système (ou composant) peut fonctionner correctement en présence d'entrées invalides ou de conditions environnementales stressantes" [107].

Le test de robustesse vise donc à vérifier et évaluer cette capacité du

système. L'évaluation de robustesse sert généralement à mesurer la capacité d'un système à fonctionner en présence de fautes. Une faute peut-être une panne ou un défaut dans un élément d'une implémentation matérielle ou logicielle. Par exemple, il se peut que les données entrées dans l'observateur ne correspondent pas à celles de la structure identifiée.

Habituellement, l'observateur utilisé en contrôle actif provoque une perte notable de robustesse. En effet, l'observateur fonctionne à partir d'un modèle de la structure. Or ce modèle peut ne pas avoir été identifié précisément ou ne plus correspondre à la structure identifiée, cette dernière ayant évolué depuis l'identification (variation de la température, modification de l'encastrement ...). Le plus fréquent et le plus altérant correspond à un décalage de fréquences entre le modèle utilisé par l'observateur et par la structure. Il est donc important de tester la robustesse vis-à-vis de ce paramètre.

La robustesse du contrôle SSDI modal est évalué par variation paramétrique. La variation de l'atténuation modale des deux modes contrôlés est observée en fonction d'un décalage artificiel des fréquences employées par le modèle de l'observateur. La Fig. (3.20) présente la diminution de l'atténuation modale du premier et du deuxième mode en fonction de la modification globale des fréquences de résonance de la structure utilisée par l'observateur (en pourcentage).

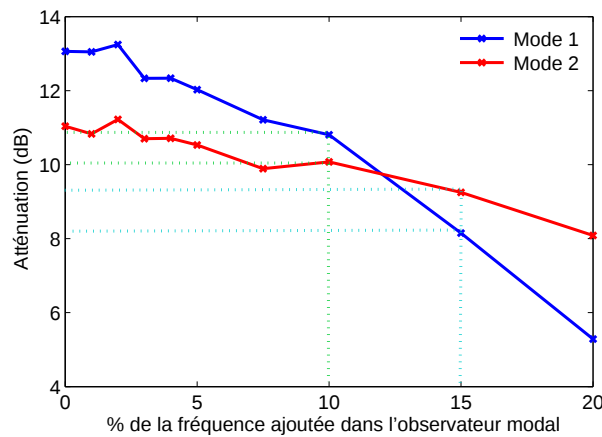


FIGURE 3.20 – Test expérimental de la robustesse par variation paramétrique des fréquences lorsque les modes 1 et 2 sont ciblés par le contrôle

Pour un observateur suffisamment rapide comme celui utilisé, notons en premier lieu que le contrôle reste stable. A plus de 15% de décalage fréquentiel, le contrôle est parfaitement stable et une atténuation de 5,5 dB et 8,0 dB est obtenue respectivement pour le premier et le second mode. Cette stabilité peut aisément s'expliquer : l'énergie d'action utilisée par le contrôle est celle de la structure. Aucune énergie d'action extérieure n'est utilisée. Or l'énergie de la structure n'étant pas infinie, les modes de la structure peuvent être excités mais ne peuvent pas être déstabilisés.

D'autre part, il est à remarquer que le contrôle est robuste en performance. Une variation de 10% de toutes les fréquences dans le modèle employé par l'observateur entraîne une diminution de l'atténuation d'à peine de 1 dB sur le premier mode et 3 dB sur le second mode.

Cette bonne robustesse en performance peut être expliquée comme suit : une mauvaise identification implique un léger décalage temporel de l'instant d'inversion. Or tant que l'inversion a lieu au voisinage d'un maximum de tension, l'instant d'inversion de la tension n'est pas critique.

CONCLUSION

La méthode semi-active modale proposée consiste à associer la technique de contrôle SSDI aux méthodes modales via un observateur modal afin d'obtenir un amortissement conséquent et ciblé sur certains modes de la structure.

L'observateur utilisé est basé sur un modèle modal de la structure. Les caractéristiques mécaniques et électriques de la structure peuvent être obtenues par identification ou par simulation. Malgré l'utilisation d'un modèle, la méthode est robuste en stabilité comme en performance.

Ce contrôle est obtenu sans énergie d'action. Aucun amplificateur n'est nécessaire aux actionneurs ce qui est un avantage important en terme de poids, de volume et de simplicité notamment dans le cas des structures embarquées.

Les résultats obtenus et récapitulés dans le Tab. (3.3) montrent que le contrôle réduit de manière significative la vibration des modes visés, même dans le cas où l'excitation est complexe. Les expérimentations réalisées valident les résultats obtenus par simulation qui pourront par la suite être utilisés de manière prédictive.

En concentrant l'énergie de commande sur certains modes du système, le contrôle semi-actif modal proposé s'avère être une méthode performante pouvant être utilisée par exemple dans le but d'augmenter la durée de vie de structures embarquées.

TABLEAU 3-3 – Atténuation théorique et expérimentale

Excitation	γ	Mode 1 ou 2 contrôlés		Mode 1 et 2 contrôlés	
		Excitation sinusoïdale ciblée sur un mode		Excitation large bande	
		Expérimentation	Théorie	Expérimentation	Expérimentation
$A_{1,1}$	0,70	17,43 dB	18,05 dB	9,53 dB	12,79 dB
$A_{2,2}$	0,65	17,45 dB	19,80 dB	9,80 dB	10,46 dB

EVOLUTION DE LA TECHNIQUE SEMI-ACTIVE SSDI MODALE

SOMMAIRE

4.1	CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MAX	89
4.1.1	Point de départ : Analyse énergétique	89
4.1.2	Principe	91
4.1.3	Application	92
4.2	CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MODAL À TEMPS RÉPARTI	102
4.2.1	Point de départ : la méthode MIMSC	102
4.2.2	Principe	102
4.2.3	Application	104
4.3	CONTRÔLE HYBRIDE MODAL	112
4.3.1	Point de départ : Contrôle actif modal	112
4.3.2	Principe	113
4.3.3	Application	114

CE chapitre présente trois évolutions du contrôle semi-actif modal présenté au chapitre précédent. En fonction des objectifs du contrôle en terme de performance, d'apport énergétique ou encore de nombre d'actionneurs, ces techniques pourront être utilisées indépendamment les unes des autres ou simultanément.

Le contrôle semi-actif modal permet de cibler certains modes d'une structure. Pour ce faire, la tension est inversée de manière à être en phase avec la vitesse du mode ciblé. Or, pour que le contrôle soit efficace, il est nécessaire que la tension à l'instant d'inversion soit conséquente. Cependant, l'amplitude de la tension n'est en aucun cas pris en compte dans l'algorithme de contrôle semi-actif modal. 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. Tout comme le SSDI modal, cette technique appelée SSDI Max ne nécessite ni amplificateur de puissance, ni algorithme complexe.

Le principal inconvénient du contrôle semi-actif modal concerne la nécessité de disposer d'autant d'actionneurs que de modes à contrôler. Afin de minimiser leur nombre, il est possible de contrôler à un instant donné uniquement le mode le plus énergétique et de distribuer le contrôle des différents modes dans le temps. Cette stratégie nommée "Contrôle modal à temps réparti" fait l'objet de la seconde évolution du contrôle semi-actif modal. Elle permet de contrôler plusieurs modes d'une structure soumise à une excitation large bande.

Les techniques semi-actives modales présentées jusqu'à présent ne nécessitent qu'une très faible énergie pour fonctionner. Cependant comparée au contrôle actif, les performances du contrôle semi-actif modal sont plus faibles. En effet, le contrôle actif permet d'obtenir des amortissements plus importants que le contrôle SSDI modal, mais nécessite de l'énergie d'action afin d'alimenter les actionneurs. Cette énergie est fournie par un ou plusieurs amplificateurs haute tension. Généralement lourds et encombrants, les amplificateurs limitent les applications du contrôle actif, notamment dans le domaine des structures embarquées.

L'idée du contrôle hybride présenté dans cette troisième et dernière section est d'associer les deux types de contrôle (actif et semi-actif modal) afin de bénéficier des avantages respectifs des deux méthodes de contrôle. La méthode hybride proposée a été conçue pour contrôler les modes de vibration avec des performances supérieures à celle du contrôle semi-actif modal tout en ne consommant qu'une faible quantité d'énergie. Pour un même mode contrôlé, les deux types de contrôleurs modaux fonctionnent simultanément : le contrôleur SSDI modal permet de réduire le besoin en énergie et le contrôle actif modal permet d'obtenir des performances supérieures à celle du contrôle SSDI modal. Une application du contrôle hybride sur un, puis deux modes, est présentée sur la structure excitée en large bande.

Ces trois méthodes ont fait l'objet d'expérimentations et sont le sujet de trois conférences présentées au congrès SPIE à San Diego en Mars 2009 [108][109][110].

4.1 CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MAX

Le contrôle SSDI modal présentée précédemment permet d'obtenir un amortissement intéressant sur un ou plusieurs modes ciblés. Ce contrôle permet d'amortir efficacement la structure quelque soit l'excitation mais dans le cas d'excitation complexe ou lorsque l'amplitude des modes ciblés par le contrôle est plus faible que celle des modes non ciblés, l'amortissement obtenu peut s'avérer faible.

En effet, la technique SSDI modale consiste à inverser la tension lorsque le déplacement modal du mode ciblé est extrême. La répétition des inversions induit un traitement non linéaire de la tension piézoélectrique qui a pour conséquence la formation d'une tension de commande auto générée en phase avec la vitesse du mode ciblé. Cette commande auto générée produit l'atténuation du mode visé. Si la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique est faible, la tension auto générée sera également faible ce qui induira un amortissement du mode ciblé peu important.

Afin d'augmenter les performances de la technique, il est nécessaire d'augmenter la tension de la commande auto générée. La section suivante présente une analyse énergétique permettant de comprendre le lien entre l'augmentation de la tension et l'augmentation de l'amortissement.

Afin d'augmenter la tension de commande, la méthode proposée dans ce chapitre consiste à attendre un extremum de tension après un extremum du déplacement modal avant d'inverser la tension aux bornes de l'actionneur. Cette loi de contrôle permet de rester approximativement synchronisé avec le déplacement modal tout en augmentant la tension de commande auto générée et donc l'amortissement du mode ciblé.

4.1.1 Point de départ : Analyse énergétique

L'équation énergétique de la structure contrôlée est obtenue en multipliant chaque membre de l'Eq. (2.17) par la vitesse et en intégrant par rapport à la variable temporelle :

$$\underbrace{\left[\frac{1}{2} M \dot{q}^2 \right]_0^T + \left[\frac{1}{2} K^E q^2 \right]_0^T}_{\text{Energie mécanique}} + \underbrace{\int_0^T C \dot{q}^2 dt}_{\text{Pertes visqueuses}} = - \underbrace{\int_0^T \theta V \dot{q} dt}_{\text{Energie transférée}} + \underbrace{\int_0^T \phi^t F \dot{q} dt}_{\text{Energie fournie}} \quad (4.1)$$

$$E_C + E_K + E_D = -E_T + E_F \quad (4.2)$$

L'énergie fournie par l'excitation E_F se répartit en énergie cinétique E_C , en énergie potentielle élastique E_K , en pertes visqueuses E_D et en énergie transférée par l'actionneur E_T . Tous ces termes sont identifiés dans le Tab. (4.1).

L'énergie transférée E_T est la part d'énergie mécanique convertie en énergie électrique. En effet, d'après l'Eq. (2.18), elle est égale à la somme de l'énergie électrostatique stockée sur les éléments piézoélectriques et de

Energie fournie E_F	$\int \phi^t F \dot{q} dt$
Energie cinétique E_C	$\frac{1}{2} M \dot{q}^2$
Energie potentielle élastique E_K	$\frac{1}{2} K^E q^2$
Pertes visqueuses E_D	$\int C \dot{q}^2 dt$
Energie transférée E_T	$\int \theta V \dot{q} dt$

TABLEAU 4.1 – Termes énergétiques

l'énergie absorbée par le circuit électrique connecté aux inserts :

$$E_T = \int \theta V \dot{q} dt = C_0 V + \int V I dt \quad (4.3)$$

Dans le cas des techniques SSD, cette énergie peut être représentée par les cycles $(u, \theta V)$ donnés par la Fig. (4.1). L'aire du cycle correspond à l'énergie dissipée par l'élément piézoélectrique. Plus cette aire est importante, plus le contrôle sera efficace.

On peut tout d'abord noter que la technique SSDS¹ dissipe toute l'énergie lors des commutations. Cependant, les performances d'une telle technique sont limitées. En effet, la tension V reste faible, ce qui implique une faible dissipation et donc une faible atténuation.

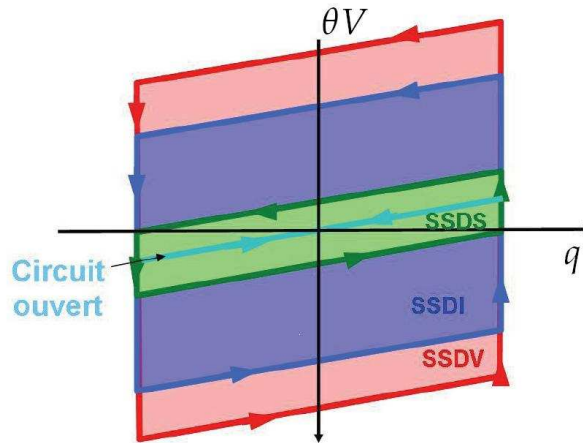


FIGURE 4.1 – Cycles énergétiques des techniques SSD à amplitudes de vibration normalisées

La méthode SSDI permet une augmentation plus importante de la tension ce qui conduit à une plus grande extraction de l'énergie mécanique. Contrairement à la technique SSDS, toute l'énergie n'est pas dissipée : cette technique est limitée par les pertes dans le circuit d'inversion. Afin

1. SSDS : cette méthode présentée en introduction (paragraphe (1.2.2.3)) consiste à connecter pendant un temps très court l'élément piézoélectrique à un court circuit. Cette connexion a lieu aux extremums de la tension et a pour but de ramener la tension à zéro.

d'améliorer les performances de cette technique, il est nécessaire d'augmenter la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique.

Pour ce faire, le contrôle SSDV² a été mis en place. Cette méthode consiste à augmenter la tension en utilisant une source continue d'énergie externe. Bien que plus efficace que le contrôle SSDI, cette technique présente le désavantage de ne pas pouvoir être autoalimentée.

La technique SSDI Max mise en place propose une amélioration du contrôle SSDI modal afin d'augmenter l'accroissement de la tension V .

4.1.2 Principe

Le contrôle proposé est basé sur la méthode SSDI modale qui consiste à inverser la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique lorsque le déplacement modal du mode ciblé est extremum. Plus la tension au moment de l'inversion est importante, plus le mode ciblé par le contrôle est amorti. Or, à cause de la densité des modes, la tension peut ne pas être optimale au moment de l'inversion ; elle peut avoir une mauvaise polarité, être faible ou même nulle. D'autre part, comme cela a été montré au chapitre précédent lors du test de robustesse, un faible retard entre l'inversion de la tension et l'extremum des déplacements modaux n'est pas critique tant qu'il demeure bien inférieur à la période de vibration du mode. Or, un faible retard permet d'attendre un extremum local de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique ce qui implique une augmentation importante de la tension de commande V et donc une augmentation de l'atténuation.

Attendre le prochain extremum de tension derrière un maximum du déplacement modal contrôlé implique d'attendre le prochain extremum d'un autre mode dont la fréquence est plus élevée. En inversant la tension sur cet extremum, la tension auto générée est importante grâce à l'énergie du mode supérieur qui est extremum au moment de l'inversion. Cette méthode permet d'utiliser l'énergie des modes non contrôlés pour augmenter l'amortissement d'un mode ciblé.

L'algorithme mis en place dans cette section est très simple. Le principe de cet algorithme est d'inverser la tension lorsqu'elle est maximale tout en évitant de déphaser les inversions afin que la tension auto générée soit toujours du même signe que la vitesse. Dès qu'un maximum du déplacement modal est atteint, les signes de la tension et sa dérivée sont relevés. Si la tension est positive et la dérivée est négative, l'inversion de la tension se fait immédiatement. Si la tension est positive et la dérivée est positive, le système attend le prochain maximum de tension pour inverser la tension. Si la tension est négative, le système attend que la tension soit positive et sa dérivée négative avant d'inverser la tension. L'algorithme est symétrique dans le cas où un minimum du déplacement modal est atteint.

2. SSDV : cette technique présentée au paragraphe (1.2.2.3) consiste à commuter l'élément piézoélectrique sur une tension continue à travers une inductance L . La tension n'est ainsi plus inversée par rapport à un potentiel nul, mais par rapport à un potentiel constant.

Un temps d'attente maximum T_i peut être introduit afin d'inverser la tension si les conditions d'inversion n'ont pas été atteintes. En effet, de façon à ce que l'amortissement soit ciblé sur un mode donné et non sur une bande fréquentielle, il est intéressant de limiter le déphasage de la tension auto générée avec la vitesse.

Dans certains cas, notamment lorsque la fréquence du mode ciblé est très faible devant celle de modes fortement excités, ce temps d'attente est inutile. La valeur de T_i dépend de la complexité de la tension de l'élément piézoélectrique et des diverses caractéristiques modales de la structure.

Le principe de cet algorithme est présenté Fig. (4.3).

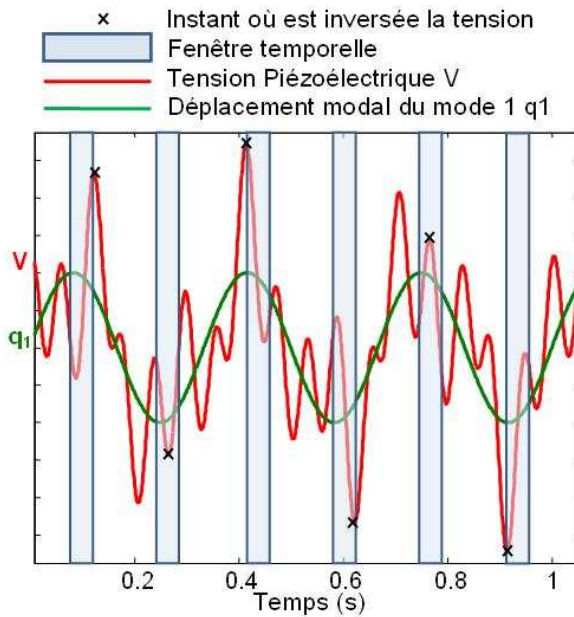


FIGURE 4.2 – Allure du déplacement modal et de la tension aux bornes d'un actionneur contrôlé par la loi de contrôle SSDIMax

4.1.3 Application

Objectif

Le but de l'application proposée est de valider la méthode exposée et de comparer ses performances avec celles obtenues par la méthode SSDI modale.

Protocole expérimental

La structure utilisée est celle présentée au chapitre (2.2.5). Tout comme précédemment, le contrôle cible deux modes de la structure. Par conséquent deux actionneurs colocalisés sont utilisés : l'un pour contrôler le premier mode de la structure, l'autre pour contrôler le second mode. Grâce aux deux capteurs, cinq modes sont reconstruits par l'observateur modal sur une bande fréquentielle 0 -1500 Hz.

La stratégie proposée est mise en place en utilisant une carte DSpace

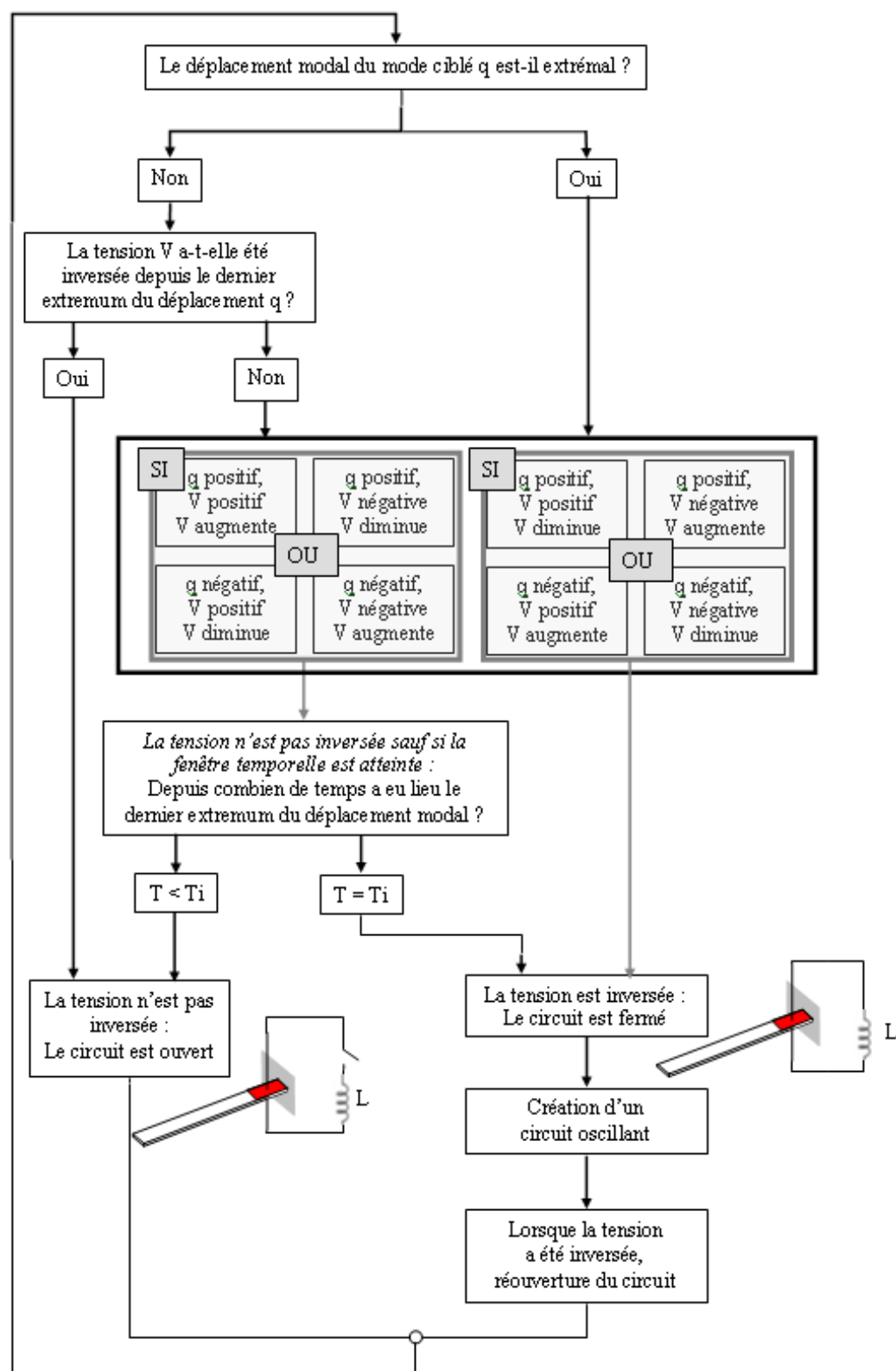


FIGURE 4.3 – Principe de l'algorithme utilisé pour le contrôle SSDIMax

DSP DS-1104 et l'environnement logiciel Matlab/SimulinkTM. L'interrupteur est synchronisé sur l'extremum de tension suivant l'extremum de déplacement modal des modes ciblés. Les fermetures et ouvertures de l'interrupteur sont générées par la sortie numérique de la carte de contrôle. Pour pouvoir fonctionner en temps réel, la programmation de l'algorithme de commande est réalisée sous Simulink grâce à une table de vérité (Annexe A.2).

Lorsque l'excitation est centrée sur un seul mode de la structure, la tension et le déplacement modal sont en phase : les extremums de tension sont obtenus en même temps que les extremums des déplacements modaux. La méthode SSDI Max donne donc des résultats identiques à la méthode SSDI modale.

Le contrôle SSDI Max devrait améliorer l'efficacité du contrôle SSDI modal à partir du moment où deux modes de la structure sont excités. La première étape de validation de la méthode consiste donc à cibler le contrôle sur un seul mode : le premier puis dans un second temps le second mode de la structure soumise à une excitation composée de deux sinus ciblés sur les deux premières fréquences de résonance. La seconde étape du protocole de validation consiste à contrôler les deux modes excités simultanément. Enfin, la méthode est testée de manière à contrôler 1 et/ou 2 modes de la structure excitée en large bande par un choc.

Excitation sinusoïdale sur deux fréquences de résonance, un mode contrôlé

La première étape de la validation concerne le contrôle d'un seul mode de la structure dans le cas d'une excitation sinusoïdale sur les deux premiers modes de la structure. L'excitation est composée de la somme de deux sinus dont les fréquences sont celles du premier et du deuxième mode de la structure.

Mode 1 contrôlé

La Fig. (4.4) illustre l'amortissement obtenu lorsque seul le premier mode de la structure est ciblé par le contrôle. La Fig. (4.4) gauche montre l'atténuation du premier mode, mode ciblé par le contrôle, tandis que la Fig. (4.4) droite montre celle du second mode, mode non ciblé par le contrôle. On peut noter que les deux modes excités sont amortis et ce, de manière plus importante qu'avec un contrôle SSDI modal. Dès que l'énergie du mode 2 est assez importante pour contribuer à la tension aux bornes de l'actionneur, la tension de commande augmente de manière notable. Dans ce cas, le mode 1 qui est le mode ciblé par le contrôle bénéficiera de cette plus grande tension et sera donc plus atténué.

La Fig. (4.5) illustre l'augmentation de la tension auto générée. Une légère variation de l'instant d'inversion peut conduire à une modification importante de la tension de commande responsable de l'atténuation. Il est à remarquer que ce changement conduit à une atténuation beaucoup plus importante du mode ciblé en seulement quelques périodes.

D'autre part, une partie de l'énergie du second mode de vibration est employée pour aider à établir la tension de commande conduisant à

l'atténuation du mode 2. Une fois l'atténuation complète du mode 1, l'observateur modal a des difficultés à reconstruire le déplacement modal q_1 . Etant très faible, il est pollué par d'autres modes plus fortement excités tels que le mode 2. Par conséquent les inversions se produisent de manière synchrone avec le déplacement modal q_2 entraînant une atténuation supplémentaire du mode 2 (Fig. 4.4).

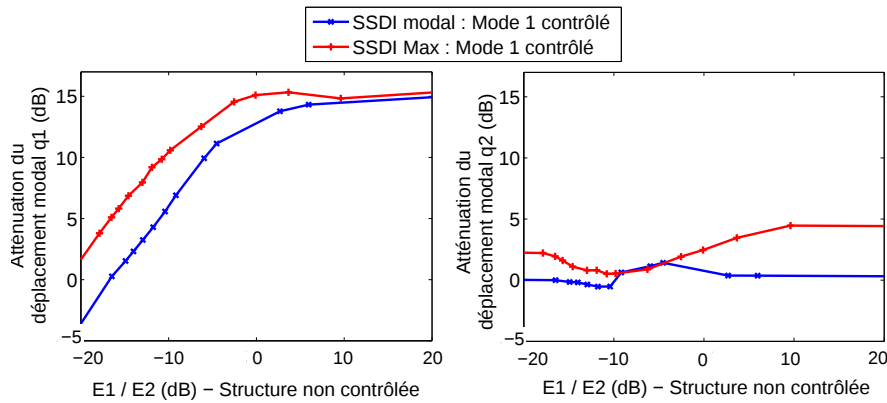


FIGURE 4.4 – Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 1 ciblé par les contrôles SSDI modal et SSDI Max

Le mode 2 est amorti jusqu'à ce que le déplacement modal q_1 ne soit plus négligeable. Le mode 1 étant alors moins bruité par le mode 2, les inversions ont lieu de manière à atténuer uniquement le mode 1. Cette alternance permet d'atténuer fortement le mode 1 et légèrement les modes fortement excités.

Mode 2 contrôlé

La Fig. (4.6) illustre l'atténuation des modes 1 et 2 lorsque seul le second mode est contrôlé. Dans le cas où l'énergie du mode 1 est plus importante que celle du mode 2, l'atténuation du mode 2 est beaucoup plus importante lorsqu'un contrôle SSDI Max est utilisée plutôt qu'un contrôle SSDI modal. L'amortissement du mode 2 bénéficie de l'augmentation de la tension engendrée par la contribution du mode 1. Ce contrôle entraîne également une atténuation du mode 1 (mode non contrôlé).

Inversement, lorsque l'énergie du mode 1 est faible devant celle du mode 2, aucune amélioration n'est visible et l'amortissement du mode 2 est identique à celui obtenu dans le cas d'un contrôle SSDI modal. L'attente d'un extremum de tension ne permettra pas d'augmenter fortement la tension au moment de l'inversion. Dans ce cas, les performances du SSDI Max sont quasiment identiques à celle du SSDI modal.

Excitation sinusoïdale sur deux modes de résonance, deux modes contrôlés

La Fig. (4.7) présente l'amortissement pouvant être obtenu dans le cas où les modes 1 et 2 sont contrôlés simultanément.

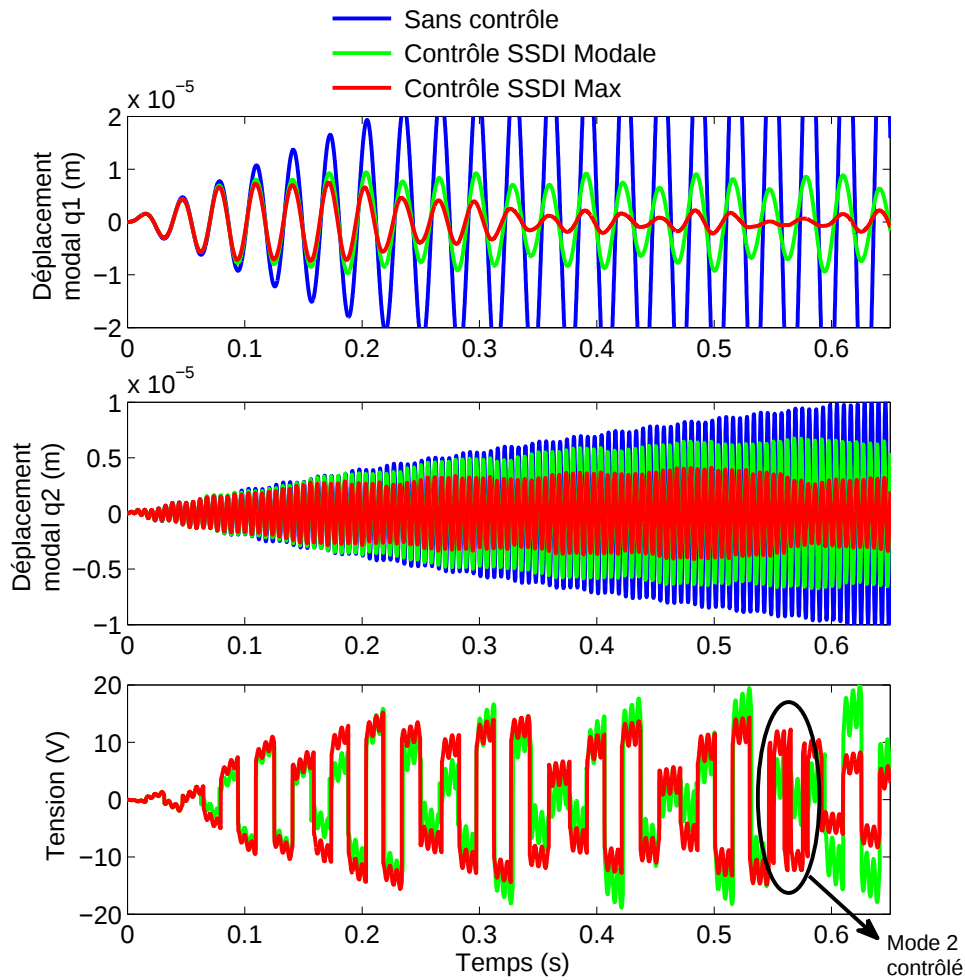


FIGURE 4.5 – Déplacements modaux q_1 et q_2 et tension aux bornes de l'actionneur lorsque le mode 1 est ciblé par le contrôle - Excitation sinusoïdale ciblée sur les fréquences de résonance 1 et 2

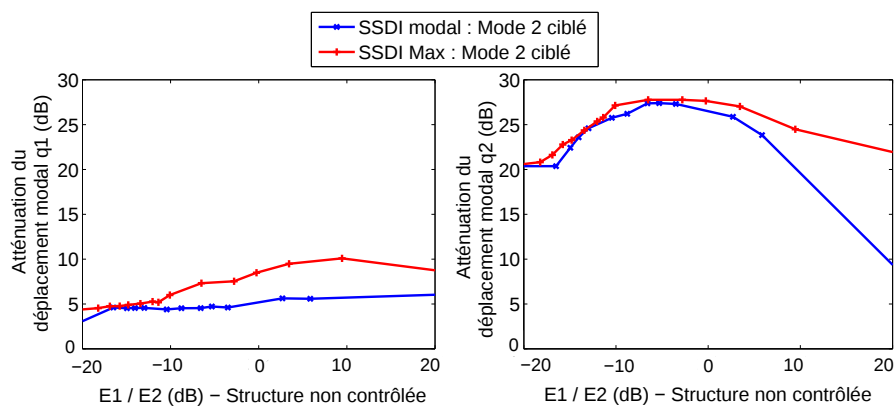


FIGURE 4.6 – Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 2 ciblé par les contrôles SSDI modal et SSDI Max

Pour que la méthode SSDI Max soit plus efficace que la méthode SSDI mo-

dale, il est nécessaire qu'une légère attente avant l'inversion de la tension conduise à une augmentation de cette tension. Or le gain en tension est lié à l'importance de l'excitation sur les modes non ciblé par le contrôle. Plus le contrôle est efficace sur les modes excités, moins l'augmentation de la tension est importante et plus le contrôle SSDI Max tend vers un contrôle modal. Dans le cas où seuls les modes 1 et 2 sont excités et contrôlés, l'atténuation obtenue par le contrôle SSDI Max est à peine plus importante que dans le cas où une technique SSDI modale est employée.

Fig. (4.7.a) illustre également l'importance de définir correctement le temps d'attente sur les modes dont les fréquences sont basses. Des temps d'attente importants peuvent induire un déphasage important entre la tension de commande et la vitesse ayant pour conséquence une dégradation de l'atténuation.

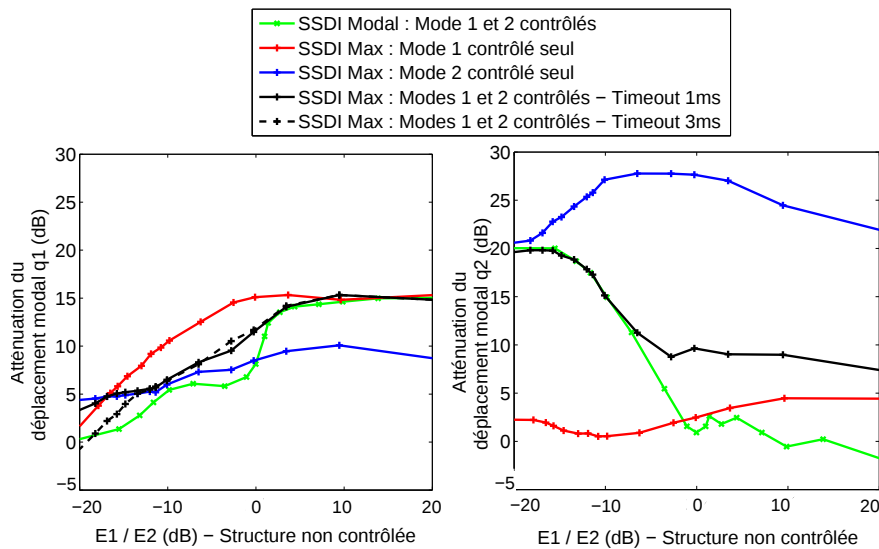


FIGURE 4.7 – Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 1 et 2 ciblés par les contrôles SSDI modal et SSDI Max

Excitation large bande

La troisième étape consiste à valider la nouvelle méthode de contrôle dans le cas d'une excitation large bande. Le premier et/ou le second mode de la structure sont contrôlés.

Un mode contrôlé

La Fig. (4.8) illustre les résultats issus de simulations dans le domaine temporel dans le cas où seul le premier mode est ciblé par le contrôle. De faibles variations de l'instant d'inversion ont pour conséquence une amplification importante de la tension de contrôle auto générée. Cette augmentation de la tension aux bornes de l'actionneur implique une amélioration claire de l'atténuation du déplacement modal q_1 .

Les Fig. (4.9) et (4.10) soulignent ces résultats dans le domaine fréquentiel. L'atténuation atteint 13,40 dB lorsque le mode 1 est contrôlé et 13,58 dB

pour le second mode.

Les Figs. (4.11) et (4.12) présentent ces mêmes résultats en expérimentation. L'objectif de l'expérimentation réalisée est de valider les résultats obtenus par simulation. Le contrôle SSDI Max en expérimentation mène à des atténuations respectives de 10,80 dB sur le premier mode et 12,25 dB sur le second mode.

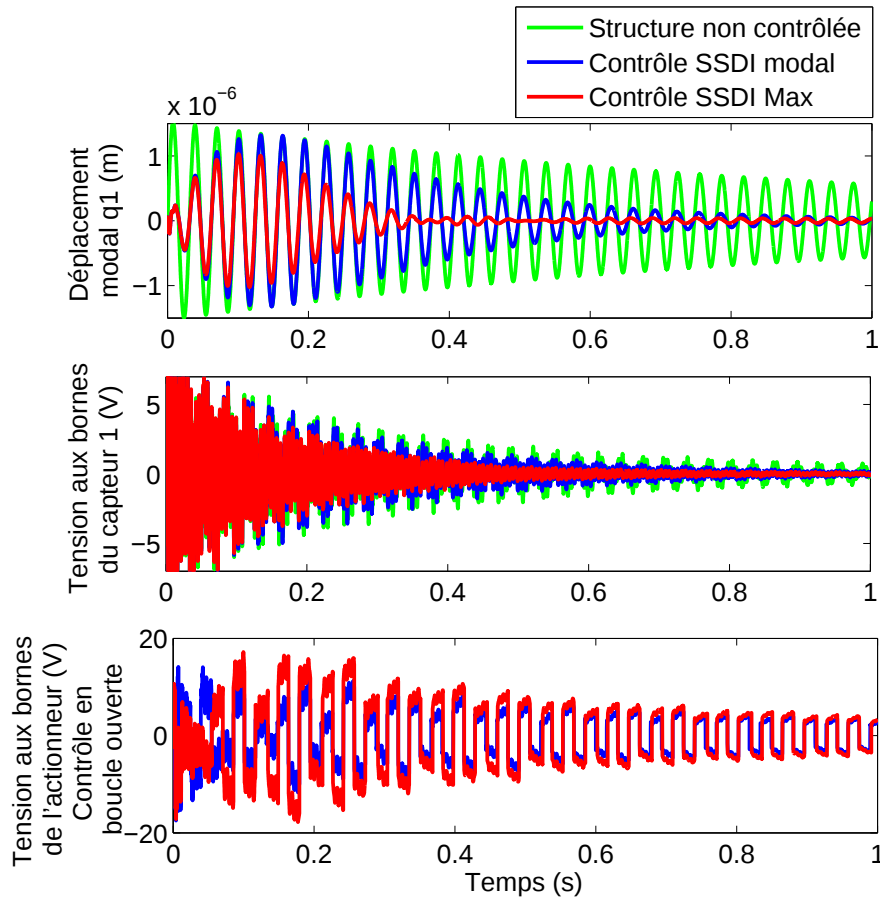


FIGURE 4.8 – Déplacement modal q_1 , tension aux bornes du capteur et de l'actionneur en fonction du temps.

Ces résultats sont proches de ceux obtenus par simulation ce qui valide l'utilisation des simulations de manière prédictive.

Les comparaisons avec les résultats obtenus par la méthode SSDI modale en expérimentation montrent que la méthode SSDI Max semble être la plus efficace. Cependant les comparaisons des résultats expérimentaux issus des contrôles SSDI modal et SSDI Max ne sont guère aisées : les expérimentations n'ayant pas eu lieu en même temps, les caractéristiques de la structure ont pu évoluer. De plus, l'excitation utilisée n'a pas été strictement identique durant les deux expérimentations.

Deux modes contrôlés

Le contrôle simultané des modes 1 et 2 est réalisé en simulation. Le spectre

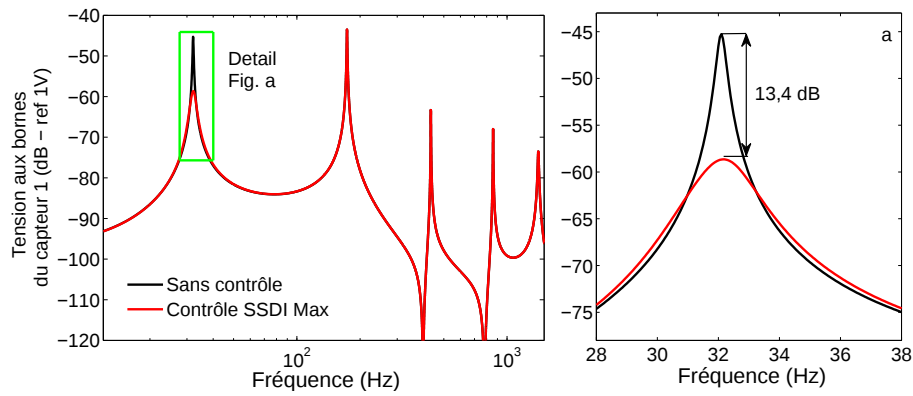


FIGURE 4.9 – Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

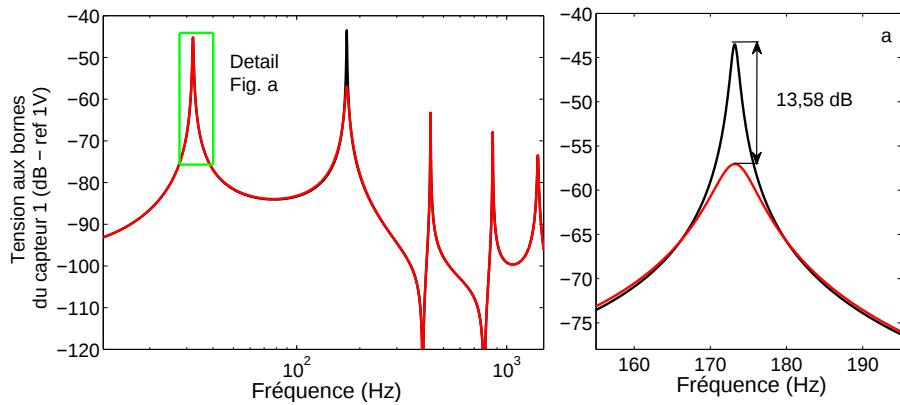


FIGURE 4.10 – Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

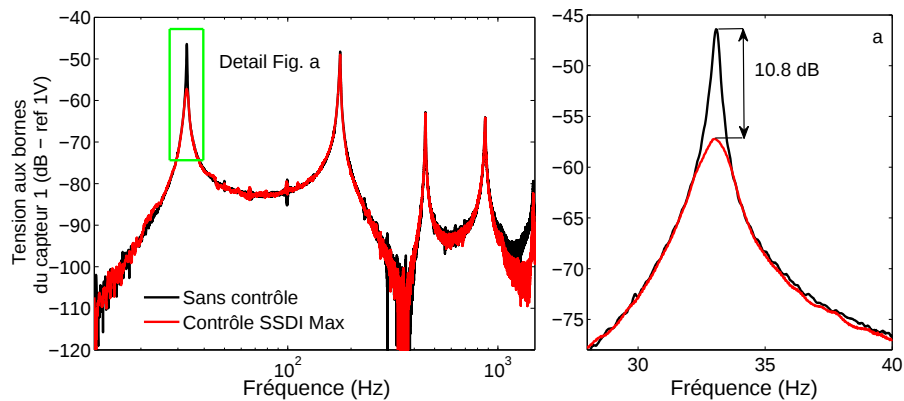


FIGURE 4.11 – Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

de la tension aux bornes du capteur 1 présenté Fig. 4.13 montre que le contrôle SSDI Max mène à une atténuation de 16, 11 dB et 14, 21 dB respectivement sur le premier et le second mode de la structure. En comparant avec les amortissements obtenus lorsque les modes 1 et 2 étaient contrôlés

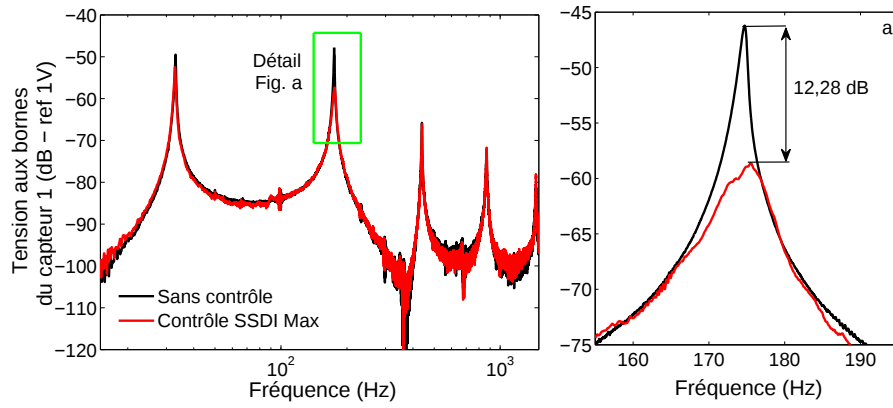


FIGURE 4.12 – Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé

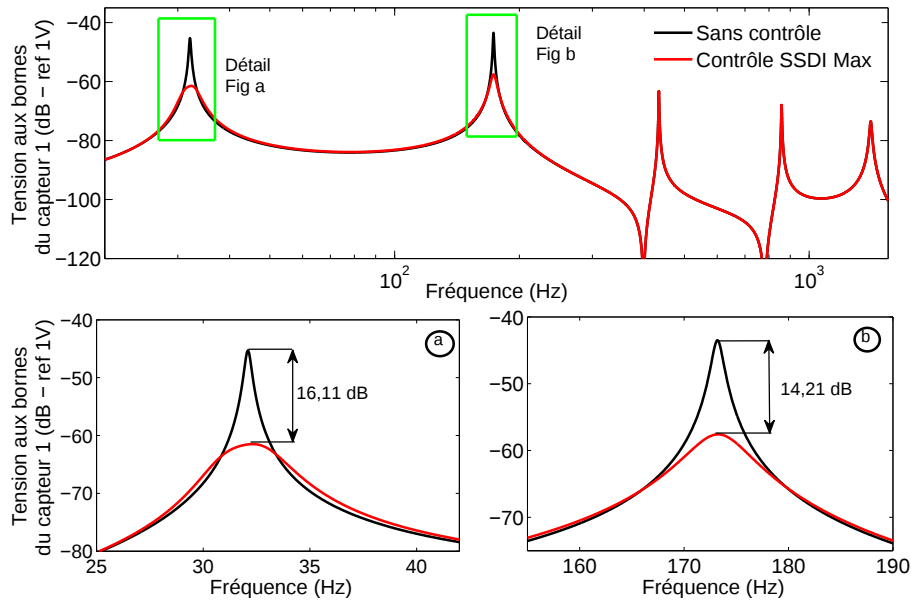


FIGURE 4.13 – Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le premier et le second mode de la structure excitée en large bande sont contrôlés

grâce à la méthode de contrôle SSDI modal, la version SSDI Max se révèle être la plus performante.

Les réponses fréquentielles obtenues par un contrôle de type SSDI modal sont beaucoup plus bruitées que celle obtenues par un contrôle de type SSDI Max.

En effet, comme indiqué au paragraphe (3.2.1), le couplage entre les modes non contrôlés et les modes contrôlés se traduit par une loi de commande ayant des raies à des fréquences non désirées. Ces raies excitent légèrement la structure et ont pour conséquence des oscillations sur la courbe fréquentielle de la tension aux bornes des capteurs.

Contrairement au contrôle SSDI modal, dans le cas du contrôle SSDI Max, les inversions n'ont plus lieu à des instants réguliers et ne peuvent donc

pas être déterminées par cette équation. Comparée à l'inversion réalisée dans le cas du contrôle SSDI modal, l'inversion a tantôt lieu au même instant tantôt lieu plus tard, ce qui provoque un étalement des fréquences de couplage. La transformée de Fourier de la tension aux bornes des capteurs permet de visualiser des raies beaucoup plus régulières dans le cas du contrôle SSDI Max.

Conclusion

Les performances du contrôle SSDI modal peuvent donc être sensiblement améliorées en utilisant un algorithme qui exploite l'allure de la tension piézoélectrique. Au lieu d'inverser la tension sur les extremums du déplacement modal, la technique proposée, nommée SSDI Max, consiste à attendre le prochain extremum de la tension après un extremum du déplacement modal du mode ciblé pour inverser la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. Ainsi, l'inversion se fait à partir d'une tension plus importante mais toujours approximativement synchronisée avec le déplacement modal du mode ciblé ce qui implique une augmentation importante de l'amortissement.

L'augmentation de l'amortissement est lié à la part d'énergie issue des modes plus élevés qui contribue à une augmentation artificielle de la tension de commande sur un mode visé. Les instants d'inversion de la tension sont quasi synchronisés sur le déplacement modal du mode ciblé et ce, grâce à un observateur modal et à une modélisation appropriée de la structure. De ce fait, l'atténuation n'est pas large bande mais cible le ou les modes choisis. La technique proposée permet d'obtenir de bons résultats dans le cas de régimes transitoires. Elle apporte des améliorations importantes dans le cas d'une excitation impulsionnelle.

Comme pour la technique SSDI modale, ce type de contrôle ne nécessite pas d'énergie d'action. Aucun amplificateur n'est nécessaire pour alimenter les actionneurs ce qui est un avantage important notamment en terme de poids dans le cas de structures embarquées.

L'inconvénient principal de cette méthode est le nombre élevé de capteurs et d'actionneurs utilisés : il est nécessaire d'avoir des capteurs pour alimenter l'observateur et autant d'actionneurs que de modes à contrôler.

4.2 CONTRÔLE SSDI MODAL À TEMPS RÉPARTI : MINIMISATION DU NOMBRE D'ACTIONNEURS

La technique SSDI modale présentée au chapitre précédent permet d'obtenir un amortissement intéressant sur plusieurs modes ciblés. Son principal inconvénient est de nécessiter autant d'actionneurs que de modes à contrôler. Ainsi pour cibler tous les modes entre 0 et 1500 Hz, il serait nécessaire de disposer de cinq actionneurs afin de contrôler les 5 fréquences de résonance de la structure! La méthode proposée dans ce chapitre consiste à minimiser le nombre d'actionneurs. Ce contrôle "appelé à temps réparti" a été développé dans l'esprit de la méthode MIMSC (Modified Independent Modal Space Control) et consiste à contrôler les modes les plus énergétiques à chaque instant.

4.2.1 Point de départ : la méthode MIMSC

La méthode MIMSC [111] [112] permet de réduire le nombre d'actionneurs nécessaires au contrôle actif modal. Basée sur la méthode de contrôle IMSC³, cette méthode permet de contrôler à chaque instant un certain nombre de modes choisis parmi les modes à contrôler. Parmi les choix possibles, les modes les plus énergétiques peuvent être privilégiés. Dans ce cas, à chaque pas de temps, les énergies modales sont évaluées et comparées et autant de modes que d'actionneurs sont sélectionnés afin d'être contrôlés.

Cette méthode a été testée en simulation comme en expérimentation [113] et différentes variantes du contrôle IMSC ont été développées [114][115].

Les énergies modales peuvent par exemple ne pas être calculées en continu mais à intervalles de temps réguliers. Ainsi le changement des modes à contrôler par les actionneurs se fait à intervalle constant et le mode choisi (si un seul mode est contrôlé à chaque instant) sera contrôlé pendant une durée déterminée égale pour chacun des modes.

Cette méthode présente cependant un inconvénient non négligeable : les changements des modes contrôlés sont soudain ce qui provoque des variations brutales de la force de commande. Ces variations peuvent mener à la détérioration des performances du contrôle et dans certains cas à une instabilité du système.

4.2.2 Principe

Le contrôle semi-actif modal présenté jusqu'alors présente l'inconvénient d'utiliser autant d'actionneurs que de modes à contrôler. Afin de réduire le nombre d'actionneurs, le contrôle présenté dans ce chapitre s'appuie sur la méthode MIMSC. Pour des raisons de simplicité de présentation, le nombre de mode contrôlé à chaque instant a été limité à un seul ; l'ensemble des modes contrôlés est donc pris en charge par un seul actionneur.

3. La méthode IMSC permet d'amortir chaque mode indépendamment les uns des autres ce qui permet de résoudre les équations algébriques non couplées en boucle fermée

La stratégie du contrôle proposée est présentée Fig. (4.14) : les capteurs collés sur la structure délivrent des tensions qui permettent à l'observateur modal d'estimer les déplacements et les vitesses modales des premiers modes de la structure. Ces quantités modales permettent de calculer les énergies modales et donc de déterminer le mode le plus énergétique. Ce calcul est réalisé à chaque pas de temps. Un sélecteur de mode sélectionne le mode à contrôler qui correspond au mode le plus énergétique. La tension aux bornes de l'actionneur est alors inversée lorsque le déplacement modal du mode sélectionné par le sélecteur est extremum. A chaque pas de temps, il est bien sûr possible de contrôler plusieurs modes à la fois en utilisant plusieurs actionneurs.

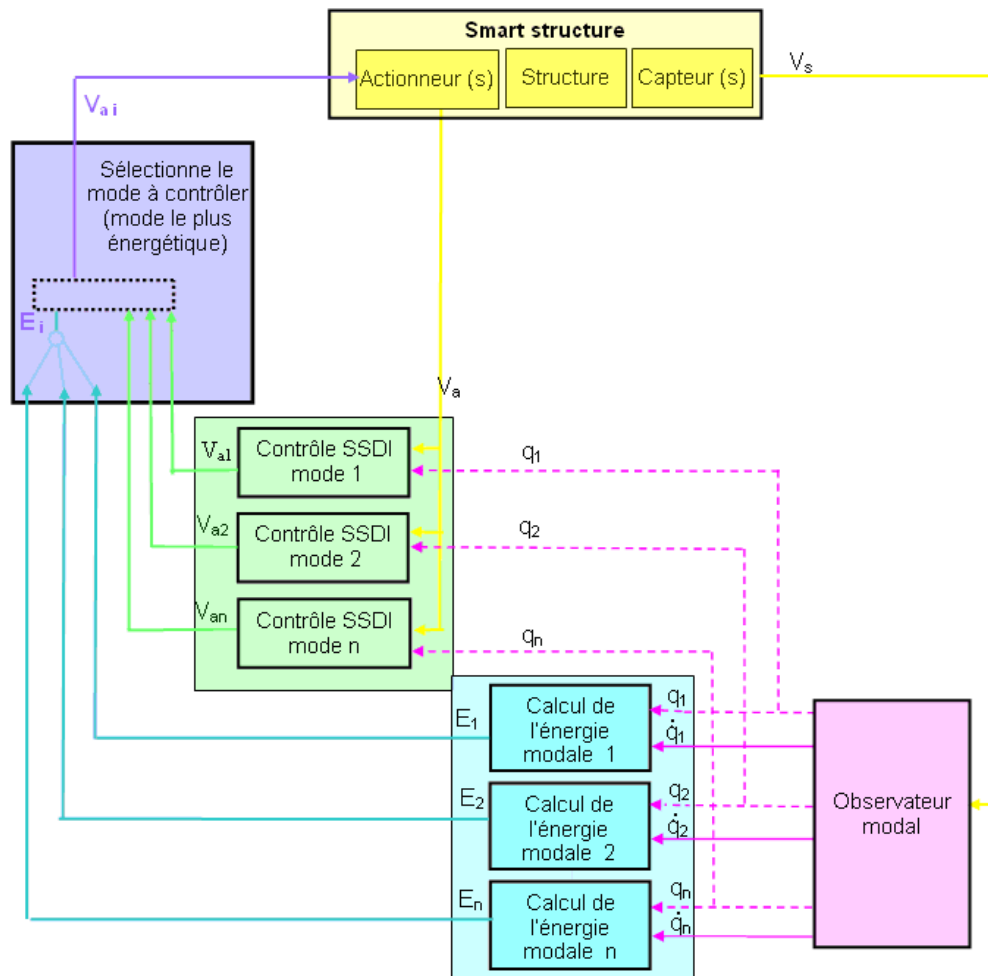


FIGURE 4.14 – Principe du contrôle à temps réparti

Comme le rappelle l'Eq. (4.1), 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.

$$E = \underbrace{\left[\frac{1}{2} M \dot{q}^2 \right]_0^t + \left[\frac{1}{2} K^E q^2 \right]_0^t}_{\text{Energie mécanique}} + \underbrace{\int_0^t C \dot{q}^2 dt}_{\text{Pertes visqueuses}} + \underbrace{\int_0^t \theta V \dot{q} dt}_{\text{Energie transférée}} \quad (4.4)$$

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 :

$$E \cong \frac{1}{2} M \dot{q}^2 + \frac{1}{2} K^E q^2 \quad (4.5)$$

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 fournies par l'observateur modal.

4.2.3 Application

Objectif

Le but de l'application proposée est de valider la méthode exposée de façon à démontrer qu'elle permet de contrôler plusieurs modes tout en étant robuste et ce avec un minimum d'actionneur.

Protocole expérimental

L'application de la méthode proposée est effectuée sur la structure présentée au paragraphe (2.2.5).

Seul un actionneur est utilisé pour contrôler les deux premiers modes de la structure. Les deux capteurs sont utilisés afin d'alimenter l'observateur. Le protocole utilisé consiste tout d'abord à valider la nouvelle méthode lorsqu'un seul mode de la structure est contrôlé et lorsque la structure est soumise à une excitation sinusoïdale sur la fréquence de résonance correspondante. Puis, deux modes sont contrôlés en temps réparti, la structure étant soumise à deux excitations sinusoïdales sur les deux fréquences de résonance. Enfin, la méthode est testée lorsque la structure est excitée sur une large bande par un choc.

Comme lors des expérimentations précédentes, l'excitation sinusoïdale est réalisée avec un électroaimant tandis que le choc est obtenu par l'impact d'une bille métallique sur la structure. La position de l'impact est choisie de façon à exciter fortement les cinq premiers modes de la structure.

Excitation sinusoïdale ciblée sur une fréquence de résonance - Contrôle d'un mode

La première étape de validation de la méthode de contrôle concerne le contrôle d'un seul mode de la structure. Une excitation sinusoïdale réalisée grâce à l'électroaimant permet d'exciter le premier mode (32,05 Hz) puis le second mode (175,10 Hz) de la structure. La méthode proposée mène respectivement à 17,43 dB et 17,45 dB d'atténuation respectivement

pour le contrôle du mode 1 et du mode 2. Ces résultats sont identiques à ceux obtenus avec la méthode SSDI modale. Comme l'excitation est centrée sur un mode particulier de la structure, l'énergie du mode excitée est beaucoup plus importante que l'énergie des modes non excités, même lorsque la structure est amortie. Or le mode sélectionné par le sélecteur pour être contrôlé est le mode le plus énergétique. Le mode contrôlé sera donc le mode excité. Dans ce cas, le contrôle à temps réparti cible un seul mode de la structure ce qui revient à la stratégie de contrôle semi-actif modal.

Excitation sinusoïdale ciblée sur deux fréquences de résonance - Contrôle de deux modes

La seconde étape de validation de la méthode concerne la vérification de la faisabilité du contrôle lorsque l'excitation sinusoïdale est ciblée sur les deux premiers modes de la structure.

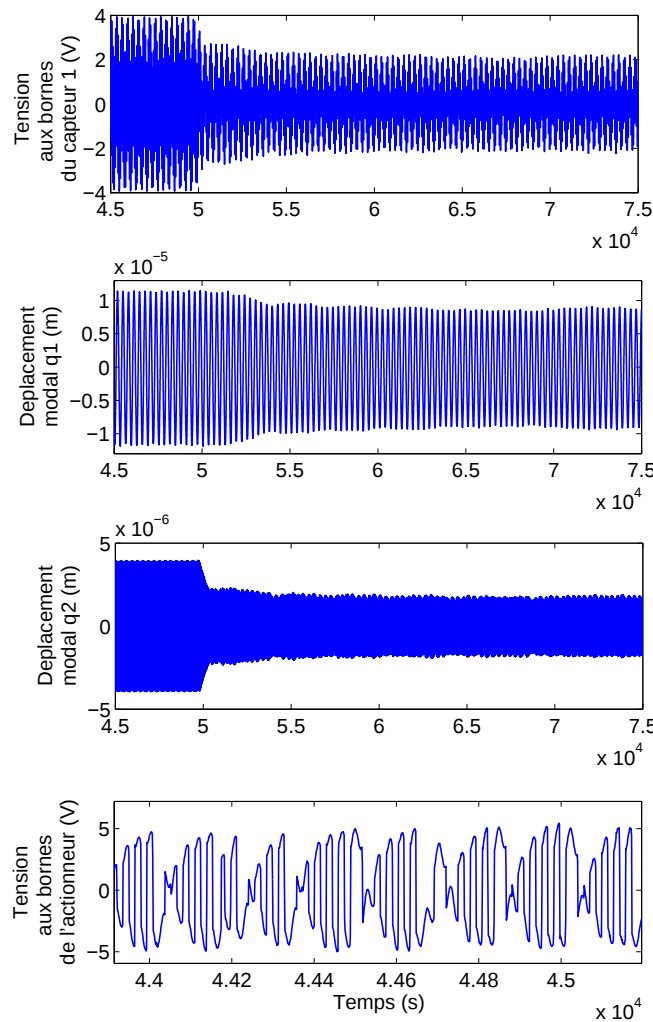


FIGURE 4.15 – Contrôle à temps réparti - Excitation sinusoïdale sur les deux premiers modes de la structure

La Fig. (4.15) présente la tension aux bornes du capteur 1, de l'actionneur

et les déplacements modaux des modes 1 et 2 lorsque la structure est excitée sur ces deux modes et qu'elle est contrôlée par la méthode à temps réparti. Ces courbes temporelles montrent que la tension aux bornes du capteur est fortement réduite notamment grâce à l'atténuation du mode 2. Le mode 1 moins excité que le mode 2 est moins amorti. Néanmoins, on peut remarquer sur la tension aux bornes de l'actionneur, l'alternance du contrôle sur les deux premiers modes de la structure.

La Fig. (4.16) présente les énergies modales correspondant aux modes 1, 2 et aux modes 1 à 5. Lorsque le contrôle est activé, le mode 2 est amorti jusqu'à ce que son énergie soit du même ordre de grandeur que celle du mode 1. Les deux modes sont alors tour à tour contrôlés conduisant à une légère atténuation du mode 1 et une forte atténuation du mode 2.

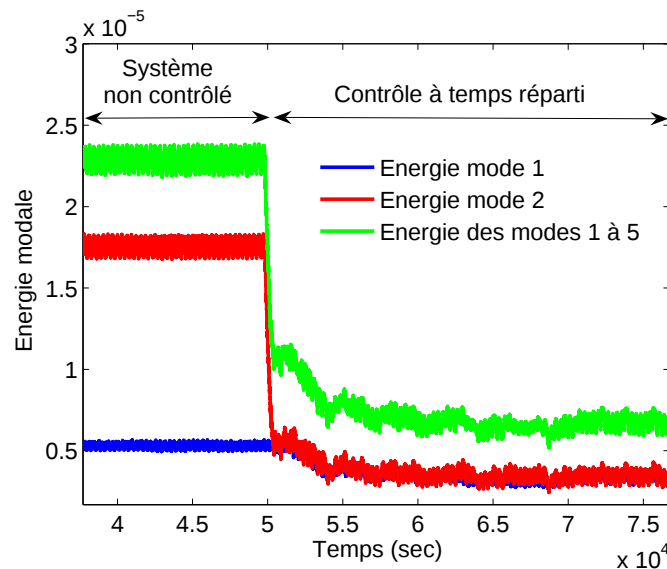


FIGURE 4.16 – *Energie modale en fonction du temps - Contrôle à temps réparti - Excitation sinusoïdale sur les deux premiers modes de la structure*

La Fig. (4.17) présente l'atténuation des déplacements modaux en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 .

Cette méthode peut-être comparée à la méthode de contrôle SSDI consistant à inverser la tension sur chacun des extremums de la tension. Tout comme la méthode à temps réparti, cette méthode ne nécessite qu'un seul actionneur piézoélectrique pour amortir la structure sur une large plage fréquentielle. D'après la Fig. (4.17), l'atténuation est plus importante avec la méthode à temps réparti lorsque l'énergie d'un des modes est largement plus importante devant celles des autres modes de la structure. La méthode permet notamment d'amortir convenablement le mode 1 ce que ne permet pas la méthode SSDI avec inversion sur tous les extremums. En effet, alors que la méthode SSDI avec inversion sur tous les extremums agit sur une large bande fréquentielle (cf Fig. 3.14), la méthode SSDI à temps réparti cible le contrôle sur les modes de la structure.

Pour des énergies des modes un et deux du même ordre de grandeur, l'atténuation obtenue par la méthode à temps réparti est un peu moins importante que celle obtenue avec la méthode consistant à inverser la tension sur chacun des extremums ou avec une méthode SSDI modale ne ciblant qu'un unique mode.

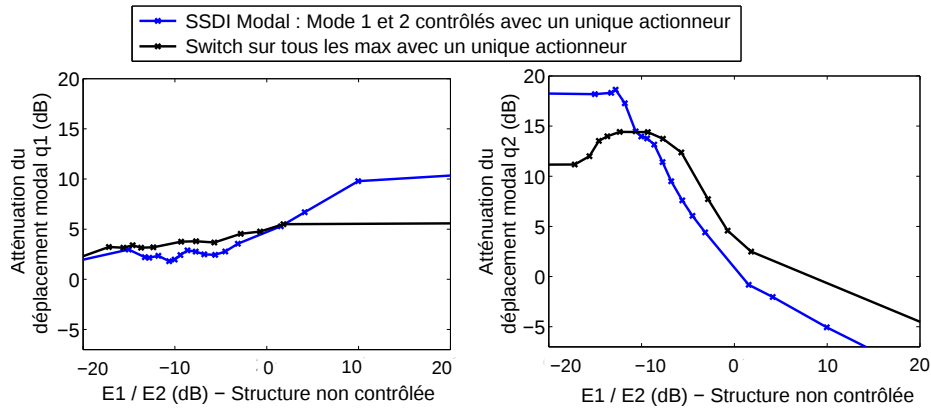


FIGURE 4.17 – Atténuation du premier et du second mode de la structure en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale centrée sur les deux premières fréquences de résonance

Cette affirmation est mise en évidence par la Fig. (4.18) qui permet de comparer l'énergie modale des 5 premiers modes de la structure obtenue par différentes méthodes. Plus le rapport entre les énergies non contrôlée et contrôlée est important, meilleure en est l'atténuation de la structure. Les quatre méthodes comparées ont la propriété de n'utiliser qu'un unique actionneur. L'énergie de la structure contrôlée par la méthode à temps réparti tend vers celles obtenue lorsque le contrôle vise un unique mode. La méthode modale à temps réparti semble donc fonctionner correctement.

Excitation large bande - Contrôle de deux modes

La méthode de contrôle modal à temps réparti doit désormais être validée dans le cas d'une excitation large bande. Les fréquences de 0 à 1500 Hz sont excitées par un choc généré par une bille métallique. La bille impacte la structure à 6 cm de l'encastrement. Les deux premiers modes sont contrôlés par le contrôleur SSDI modal à temps réparti.

En premier lieu des simulations sont réalisées avec les logiciels Matlab/Simulink. La Fig. (4.19) présente les énergies mécaniques des modes 1 et 2 présentes dans la structure lors des premières secondes suivant le choc. Durant les premiers instants, l'énergie du mode 2 est nettement supérieure à celle du mode 1 impliquant le ciblage du mode 2 par le contrôle. L'atténuation de ce mode en quelques millisecondes implique le changement du mode contrôlé à 0,055 s : l'énergie du mode 1 étant alors supérieure à celle du mode 2, le mode 1 devient le mode ciblé par le contrôle. Cette méthode semble s'adapter correctement à l'excitation afin de cibler en temps réel le mode le plus énergétique.

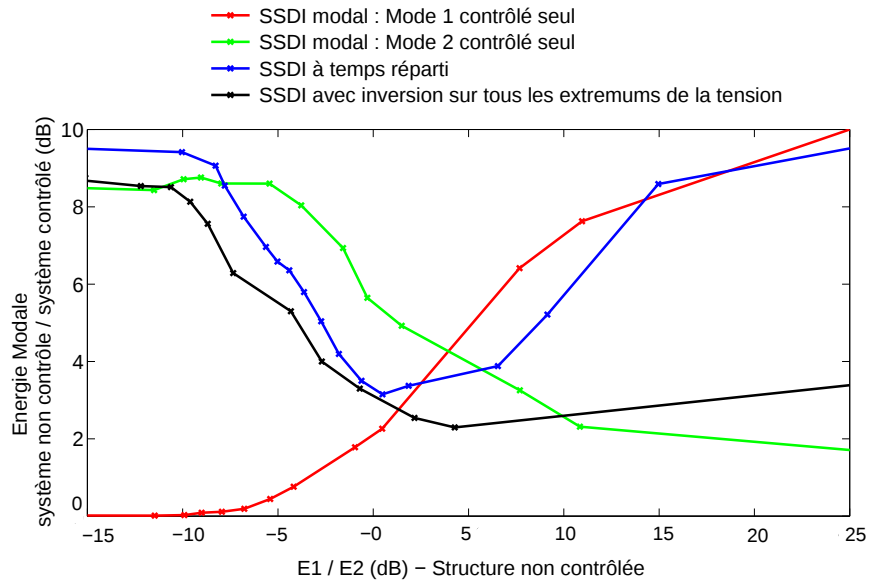
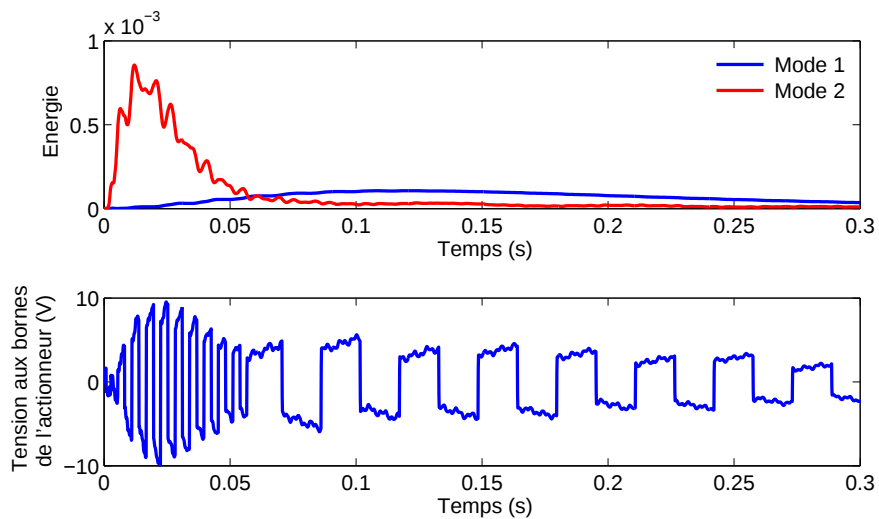
FIGURE 4.18 – Energie modale en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 

FIGURE 4.19 – Simulation - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé

La Fig. (4.20) présente la réponse harmonique de la tension aux bornes du capteur. Les simulations réalisées prédisent une atténuation de 11,4 dB et 10,0 dB respectivement pour les modes 1 et 2.

L'objectif de l'expérimentation réalisée est de valider les résultats obtenus par simulation. Les réponses fréquentielles du comportement dynamique du système non contrôlé et contrôlé, déterminés à partir de la tension expérimentale mesurée aux bornes du capteur 1, sont données Fig. (4.21). Ces résultats montrent que la méthode de contrôle SSDI à temps réparti mène à une atténuation respective de 9,3 dB et 7,2 dB sur le premier et le

second mode. Notons également l'absence de spillover.

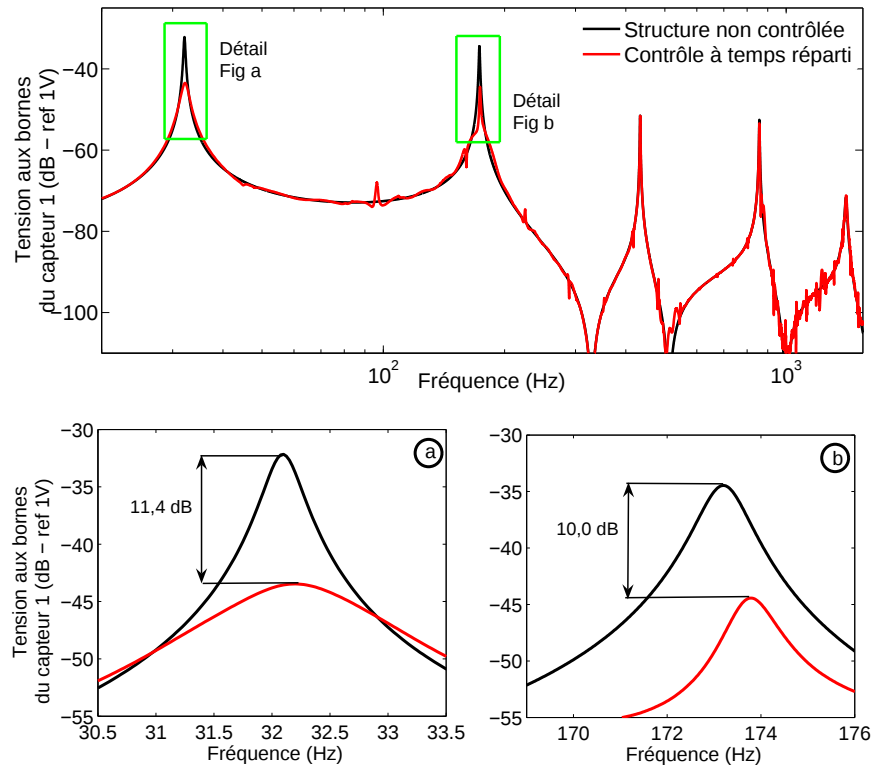


FIGURE 4.20 – Réponse harmonique simulée de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal à temps réparti (courbe rouge) - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé

Ces résultats sont très proches de ceux obtenus par simulation ce qui valide l'utilisation des simulations de manière prédictive. Les différences observées entre les résultats simulés et expérimentaux peuvent, entre autres, être expliqués par l'excitation approximativement simulée par un demi sinus et par une variation des caractéristiques de la structure.

Force est de constater que, comparée aux amortissements obtenus lorsque les modes 1 et 2 étaient contrôlés grâce à deux actionneurs, la méthode à temps réparti est moins performante. Néanmoins, le contrôle reste efficace et opère sur une large bande passante sans spillover et ce avec un nombre limité d'actionneurs.

Améliorations possibles de la méthode

Dans le cas où la structure est faiblement amortie, les oscillations des énergies des modes 1 et 2 peuvent être importantes. Or des oscillations importantes peuvent conduire à une alternance des modes contrôlés induisant une perte d'atténuation. Afin d'éviter ce phénomène, deux méthodes pourraient être envisagées :

- La sélection du mode à contrôler pourrait se faire sur la moyenne de l'énergie sur une période déterminée.
- Une seconde solution consisterait à effectuer la sélection du mode à

contrôler à intervalles de temps réguliers et non à chaque pas de temps d'échantillonnages comme cela a été effectué. Ainsi, le mode le plus énergétique sera ciblé par le contrôle pendant une durée déterminée permettant à l'énergie des modes non ciblés de devenir nettement supérieure à celle du mode contrôlé. Ce processus éviterait l'alternance des modes contrôlés et pourraient conduire à des résultats plus concluants.

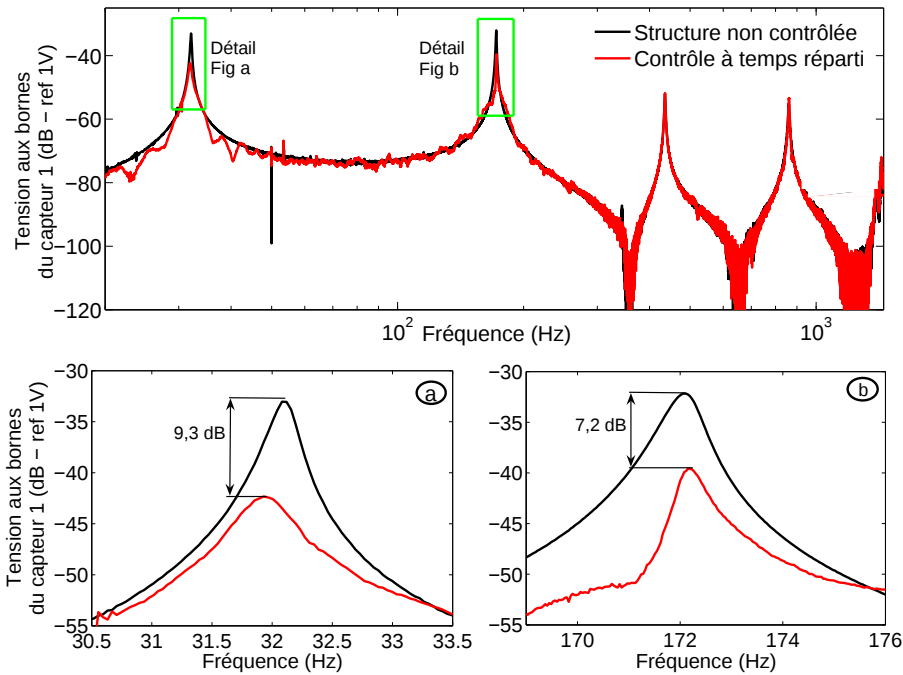


FIGURE 4.21 – Réponse harmonique expérimentale de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal à temps réparti (courbe rouge) - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé

Robustesse

Comme pour les expérimentations précédentes, la robustesse de la méthode proposée est testée par variation paramétrique. L'excitation utilisée consiste en un choc réalisé par l'impact d'une bille métallique sur la structure. La Fig. (4.22) présente la variation de l'atténuation modale des deux modes contrôlés en fonction du décalage entre la structure réelle et le modèle utilisé par l'observateur. Les résultats obtenus montrent que, pour un observateur réglé de manière à être suffisamment rapide, le contrôle reste parfaitement stable. A plus de 15% d'erreur fréquentielle introduite dans l'observateur, l'atténuation converge vers 7,7 dB et 5,4 dB respectivement pour le premier et le second mode de vibration de la structure. Pour une variation de 5% de toutes les fréquences dans le modèle utilisé par l'observateur, l'atténuation décroît seulement de 1 dB et 1,5 dB respectivement pour le premier et le second mode. Ainsi, non seulement la robustesse en stabilité est totale mais la robustesse en performance est très satisfaisante.

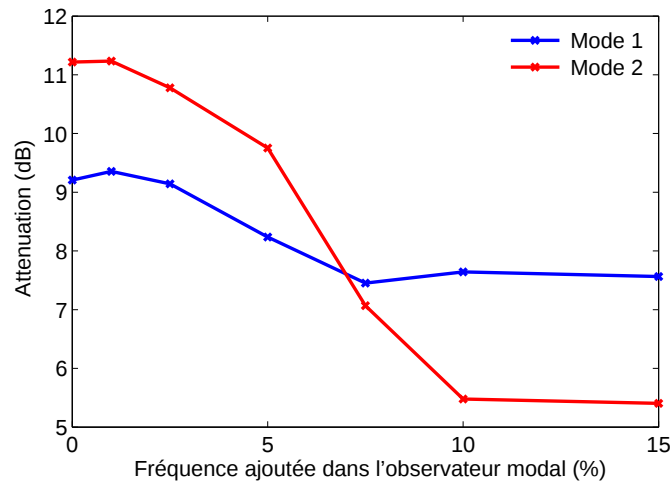


FIGURE 4.22 – Test expérimental de robustesse lorsque le premier mode et le second mode sont contrôlés simultanément avec la méthode à temps réparti - Excitation par un choc

Conclusion

Une stratégie de contrôle semi-actif modal à temps réparti a été présentée dans ce chapitre. Suivant l'esprit de la méthode MIMSC, cette technique consiste à concentrer le contrôle sur un nombre de mode réduit par rapport au nombre de mode à contrôler à un instant donné. La variante utilisant les modes les plus énergétiques a été développée. Le calcul de l'énergie de chacun des modes est effectué à chaque instant et le ou les modes les plus énergétiques sont ciblés par un contrôle semi-actif modal. L'avantage de cette technique de réduire appréciablement le nombre d'actionneur tout en dégradant que faiblement les performances du système. Ce contrôle peut être utilisé pour cibler plusieurs modes d'une structure soumise à une excitation large bande. Basée sur la technique SSDI modale, cette méthode ne requière pas d'énergie d'action.

L'expérimentation réalisée a permis de valider les performances et de tester la robustesse de la méthode. Les résultats obtenus par simulation sont proches de ceux obtenus en expérimentation. Cette adéquation permet d'utiliser à l'avenir les simulations de manière prédictive.

4.3 CONTRÔLE HYBRIDE MODAL

Le contrôle SSDI modal développé jusque là ne nécessite qu'une très faible énergie pour fonctionner : seul les interrupteurs et le processeur doivent être alimentés, aucune énergie d'action n'est nécessaire. Cependant comparées à d'autres types de contrôle tel que le contrôle actif, ces performances restent en retrait. En effet, le contrôle actif permet d'amortir la structure très efficacement. Pour permettre ces performances, il nécessite une énergie d'action importante afin d'alimenter les actionneurs. Cette énergie d'action est fournie par un ou plusieurs amplificateurs haute tension. Généralement très lourds et encombrants au regard du reste du matériel de contrôle, ces amplificateurs limitent les applications du contrôle actif notamment dans le domaine des structures embarquées.

L'idée du contrôle hybride présentée dans cette section est d'associer les deux types de contrôle, actif et semi-actif modal afin de bénéficier des avantages respectifs des deux méthodes de contrôle tout en limitant leurs inconvénients. La méthode hybride proposée a été conçue pour contrôler des modes de vibration ciblés avec des performances très supérieures à celle du contrôle semi-actif modal tout en ne consommant qu'une faible quantité d'énergie d'action. Le contrôle hybride consiste à associer les deux types de contrôleurs sous leur version modale pour chacun des modes contrôlés : le contrôleur SSDI modal qui permet de réduire le besoin en énergie d'action du contrôle actif et le contrôle actif modal qui permet d'obtenir des performances supérieures à celle obtenue par un contrôle SSDI modal.

4.3.1 Point de départ : Contrôle actif modal

Plusieurs techniques de contrôle actif peuvent être utilisées en complément du contrôle SSDI modal. La modélisation développée précédemment utilise une stratégie de contrôle basée sur un retour d'état. Dans ce cadre, le contrôle actif modal optimal utilisant l'algorithme "Linéaire Quadratique (LQ)" a été choisi pour ses bonnes performances et pour sa simplicité de mise en oeuvre. La matrice des gains de contrôle est optimisée à partir d'un critère énergétique traduisant le compromis choisi entre performance et consommation.

Le contrôle LQ est fondé sur un modèle d'état de la structure de la forme :

$$\dot{x} = f(x, V) \quad (4.6)$$

Le vecteur d'état a été choisi tel que :

$$x = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

ce qui permet d'écrire le modèle d'état d'une structure instrumentée de capteurs et d'actionneurs en utilisant les équations modales (Eqs. (2.17) et (2.18)) :

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \ddot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & Id \\ -M^{-1}(K^E + \theta_s C_0^{-1} \theta_s^t) & -M^{-1}C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -M^{-1} \theta_a \end{bmatrix} [V_a] \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_0^{-1} \theta_s^t & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

La commande par retour d'état V s'écrit comme une combinaison linéaire des états du système :

$$V = -Gx \quad (4.10)$$

Pour déterminer la matrice de gain G , le contrôle optimal propose de minimiser un indice de performance J défini par :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (x^t Q x + V^t R V) dt \quad (4.11)$$

où Q et R sont des matrices pondérant respectivement les états et les commandes du système. Les termes $\frac{1}{2}x^t Q x$ et $\frac{1}{2}V^t R V$ peuvent être interprétés comme une mesure de l'énergie vibratoire de la structure et de l'énergie de contrôle. Pour un actionneur, le choix des termes de pondération repose donc sur les performances souhaitées en terme de réduction du niveau de vibration (rapidité, amortissement, précision) et de la consommation des actionneurs. La trajectoire optimale x^* qui minimise J est obtenue pour la commande optimale V^* :

$$V^* = R^{-1} B^t P x^* = -G x^* \quad (4.12)$$

avec P solution de l'équation algébrique de Ricatti :

$$PA + A^t P + P B R^{-1} B^t P - Q = 0 \quad (4.13)$$

L'état modal composé des déplacements et vitesses modaux n'étant pas directement mesurable, il est reconstruit à l'aide de l'observateur modal de Luenberger précédent.

4.3.2 Principe

La méthode proposée repose sur l'utilisation conjointe du contrôle actif modal et du contrôle SSDI modal. La Fig.(4.23) présente le principe du contrôle hybride.

Cette méthode permet de choisir le nombre de modes contrôlés par le contrôle actif et le nombre de modes contrôlés par le contrôle SSDI. Le mode le plus énergétique sera a priori contrôlé par un contrôle hybride. En fonction des objectifs en terme de performance et en terme d'énergie, les autres modes du système pourront être contrôlé par un contrôle actif, semi-actif modal ou encore hybride.

La stratégie de contrôle présentée Fig. (4.23) est la suivante : grâce à la tension délivrée par les capteurs piézoélectriques V_s et grâce à un modèle de la structure, l'observateur estime les déplacements modaux q et vitesses modales $\dot{q}$. Ces quantités modales permettent d'une part de définir les instants d'inversion des contrôleurs modaux SSDI et d'autre part, d'alimenter le contrôleur actif modal.

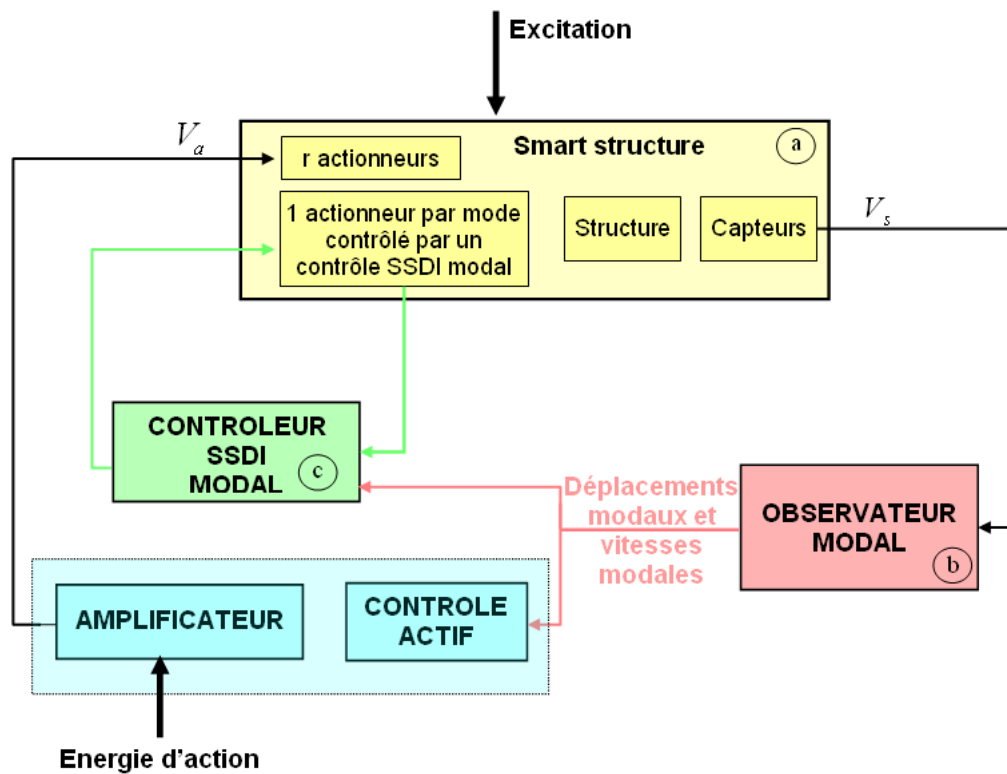


FIGURE 4.23 – Principe du contrôle hybride

Pour le contrôle semi-actif, la tension délivrée par les actionneurs est inversée lorsque le déplacement du mode ciblé est extrême. Une stratégie de contrôle basé sur les contrôles SSDI Max ou/et à temps réparti pourrait être utilisée pour améliorer les performances du contrôle SSDI modal ou pour réduire le nombre d'actionneur mais pour des raisons de simplicité, il a été choisi d'utiliser le contrôle SSDI modal.

Par ailleurs, le contrôle actif fonctionne à partir des données délivrées par l'observateur. La commande est calculée par le contrôleur actif en fonction des objectifs définis. Cette commande est amplifiée par un amplificateur et est injectée sur le ou les actionneurs correspondants.

Si un même mode est contrôlé simultanément par les deux contrôles, les gains modaux du contrôleur actif seront plus faibles que dans le cas où seul le contrôle actif est utilisé et cela pour les mêmes atténuations du mode ciblé. En effet, le contrôle actif permettra d'obtenir une atténuation plus faible mais sera complété par l'atténuation apportée par le contrôle SSDI modal.

4.3.3 Application

Afin de valider la méthode, le contrôle hybride est testé de manière à cibler le second mode de la structure. Ce mode a été choisi en raison de son énergie importante comparée à celle provenant du mode 1 et pour sa

capacité à être excité facilement par exemple avec un impact de bille.

Le contrôle hybride a été validé en simulation puis testé en expérimentation. Les réponses fréquentielles de la tension aux bornes du premier capteur obtenues par simulation et par expérimentation sont données respectivement Figs. (4.24) et (4.25).

Les simulations permettent de prévoir une atténuation de 16,7 dB lorsque le contrôle actif modal est utilisé seul. L'ajout d'un contrôleur SSDI modal au contrôleur actif permet d'atteindre 21,2 dB d'atténuation. En expérimentation, l'atténuation obtenue est de 15,7 pour un contrôle actif modal seul et de 19,8 dB pour un contrôle hybride. Le contrôle hybride apparaît être plus performant que le contrôle actif et ce, pour des gains de contrôle G identiques. Les résultats obtenus par simulation et par expérimentation étant très proches, les simulations pourront être utilisées par la suite de manière prédictive.

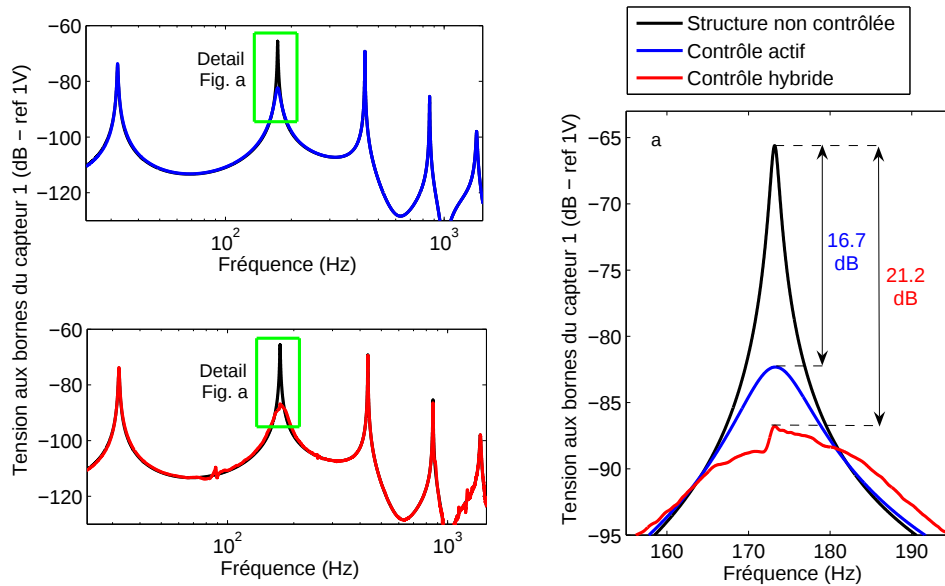


FIGURE 4.24 – Spectre de la tension simulée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure est ciblé par un contrôle actif ou un contrôle hybride

La Fig. (4.26) présente les tensions simulées permettant d'obtenir les amortissements présentés Fig. (4.25) pour un même réglage de gain G . Le contrôle actif, bien que moins efficace, nécessite une tension maximale équivalente à celle utilisée par le contrôle hybride.

Lorsque la structure a été largement amortie par le contrôle hybride, on peut remarquer une augmentation de la tension de commande. Le contrôle actif s'oppose alors au contrôle semi-actif modal, ce qui provoque un amortissement plus faible de la structure. Néanmoins, la réactivité du contrôle actif face au contrôle SSDI modal entraîne des conséquences négligeables sur l'amortissement global de la structure. Cependant, il pourrait être introduit un seuil d'action sur la commande active afin d'éliminer aisément cet inconvénient.

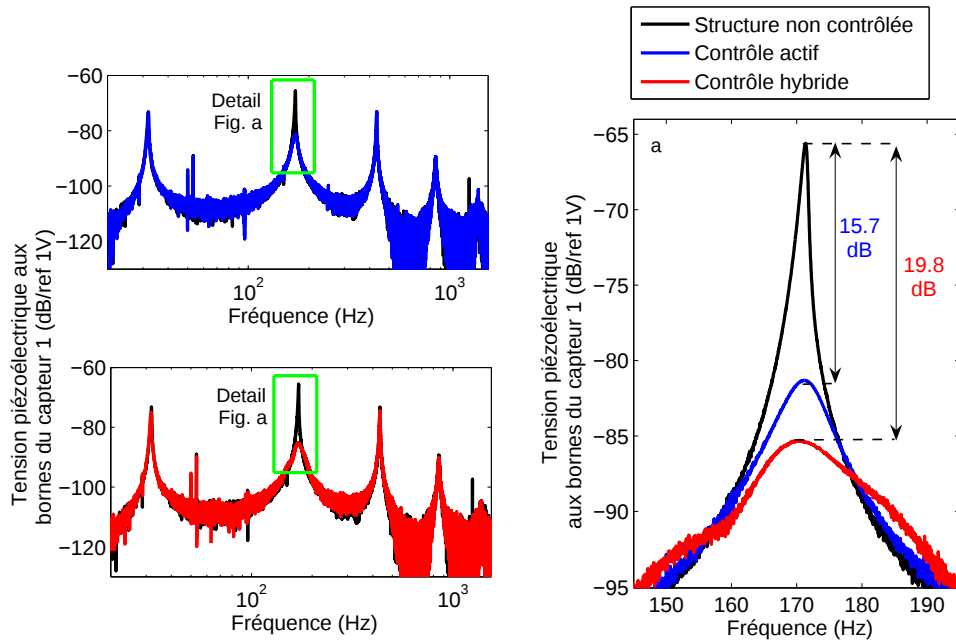


FIGURE 4.25 – Spectre de la tension mesurée expérimentalement aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure est ciblé par un contrôle actif ou un contrôle hybride

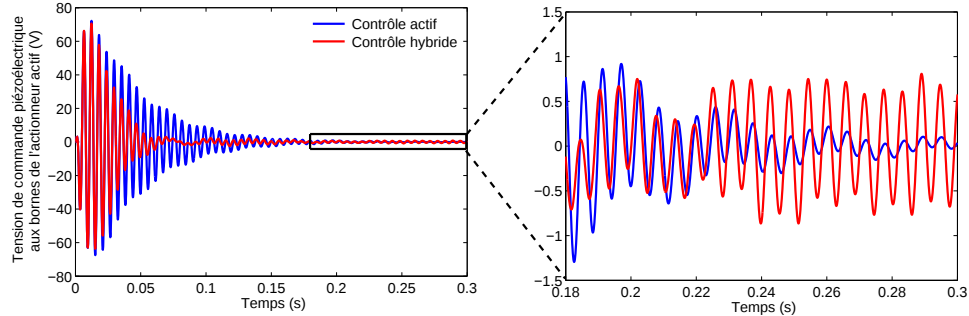


FIGURE 4.26 – Tension simulée aux bornes de l'actionneur pilotant le contrôle actif

Il existe deux façons de justifier de l'intérêt du contrôle hybride :

- l'amortissement à obtenir est défini : dans ce cas, la méthode hybride permet de diminuer la tension à appliquer sur l'actionneur,
- la tension maximale à appliquer sur l'actionneur piézoélectrique est imposée : le contrôle hybride permet alors d'augmenter l'amortissement du mode ciblé.

L'intérêt du contrôle hybride dans ces deux cas sera tour à tour développé.

Comparée au contrôle actif, la méthode hybride permet, pour un même amortissement, de diminuer la tension à appliquer sur l'actionneur piézoélectrique pilotant le contrôle actif. La Fig. (4.27) montre que pour obtenir une atténuation de 21,2 dB sur la tension piézoélectrique du mode 2 aux

bornes du capteur 1, une commande de 70 V est suffisante lorsque le contrôle hybride est utilisé alors que 103 V sont nécessaires à l'obtention de la même atténuation lorsque le contrôle actif est utilisé seul.

La Fig. (4.28) gauche montre l'évolution de la tension de commande appliquée sur l'actionneur pilotant le contrôle actif modal en fonction de l'atténuation de la tension du mode 2 aux bornes du capteur 1. Quelque soit l'amortissement souhaité, la tension de commande à imposer sur l'actionneur pilotant le contrôle actif est moins importante lorsque le contrôle hybride est utilisé à la place du contrôle actif.

Or, l'application d'une tension élevée sur un élément piézoélectrique peut conduire à la baisse du coefficient de couplage ou même au claquage de l'élément piézoélectrique. Pour des performances équivalentes, la méthode hybride permet donc de diminuer le risque de casse ou de fatigue de l'élément piézoélectrique.

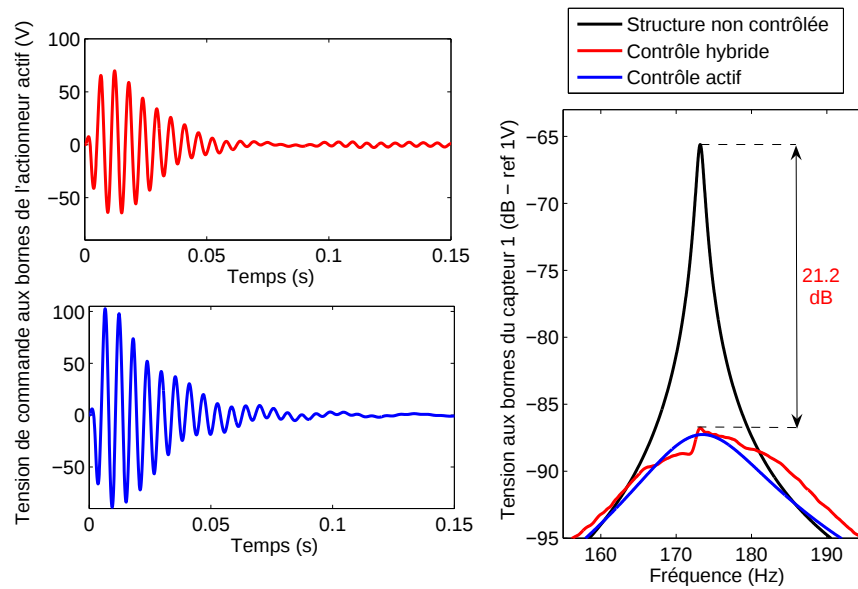


FIGURE 4.27 – Tension simulée de commande appliquée sur l'actionneur pilotant le contrôle actif et atténuation obtenue sur le mode 2 mesurée aux bornes du capteur 1

Une façon différente de voir l'intérêt du contrôle hybride par rapport au contrôle actif est de déterminer l'augmentation de l'atténuation pour une tension appliquée sur l'actionneur fixé. En effet, l'ajout du contrôle SSDI modal au contrôle actif modal permet d'augmenter l'atténuation du mode 2. La Fig. (4.28) gauche montre que quelque soit la configuration, l'obtention d'un amortissement équivalent nécessite une tension de commande moins importante lorsque le contrôle hybride est utilisé au lieu d'un contrôle actif. L'utilisation du contrôle hybride augmente donc l'amortissement qui aurait été obtenu avec un contrôle actif seul. Cette augmentation n'est pas constante et dépend fortement de la tension appliquée sur l'actionneur pilotant le contrôle actif.

Les Fig. (4.28) droites permettent de comparer la tension obtenue aux bornes du capteur 1 lorsque le contrôle hybride ou actif est utilisé. Cette figure met en évidence l'augmentation non constante de l'atténuation

apportée par l'ajout du contrôleur SSDI modal.

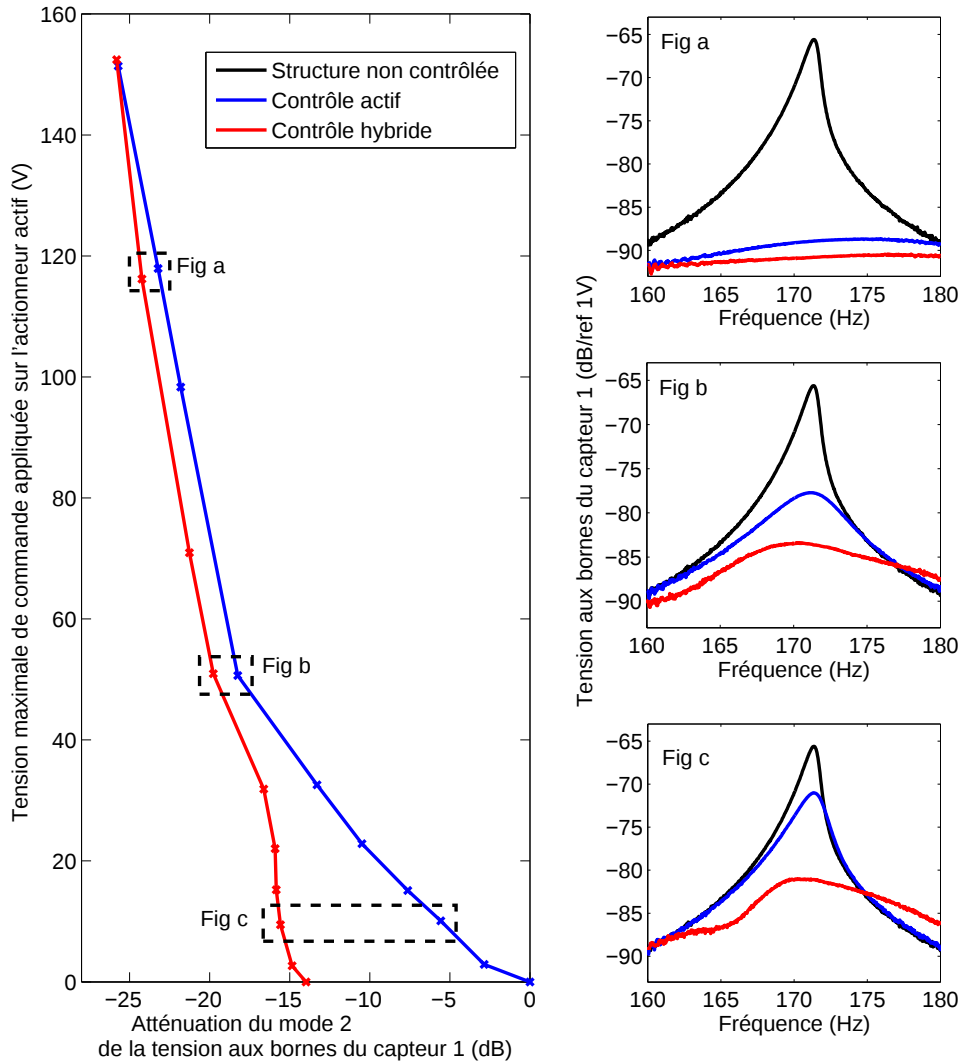


FIGURE 4.28 – Tensions de commande appliquées à l'actionneur actif pour alimenter le contrôle actif ou le contrôle hybride en fonction de l'atténuation du mode 2 mesurée par la tension aux bornes du capteur 1

Pour des tensions de commande faibles, l'utilisation du contrôle hybride plutôt qu'actif permet, pour une même tension de commande, d'augmenter grandement l'atténuation du mode 2. A l'inverse, l'application d'une tension importante sur l'actionneur pilotant le contrôle actif implique une amélioration des performances faible voire négligeable en utilisant un contrôle hybride plutôt qu'actif. L'effet du contrôle SSDI modal est alors négligeable devant l'atténuation produite par le contrôle actif.

En fonction des performances en amortissement souhaitées, l'utilisation de la méthode hybride peut permettre de diminuer drastiquement la

tension de commande pilotant l'actionneur actif et par la même l'énergie d'action nécessaire au contrôle. En effet, l'intérêt principal de cette méthode est lié à la diminution de l'énergie d'action nécessaire au contrôle. Afin de quantifier le gain énergétique de la méthode, une analyse de l'énergie d'action est à mener et fait l'objet du chapitre suivant.

Conclusion

Le contrôle hybride présenté dans ce chapitre est basé sur un contrôle modal semi-actif associé à un contrôle modal actif. Ce type de contrôle peut-être utilisé afin de cibler différents modes de la structure soumise à une excitation large bande. Contrairement à ce qui pourrait être attendu du fait du caractère non linéaire du contrôle semi-actif, il apparaît que les interactions entre le contrôle hybride et le contrôle actif sont faibles. Les expérimentations réalisées ont permis de mettre en évidence l'augmentation des performances du contrôle semi-actif. Le contrôle semi-actif fonctionnant sans énergie d'action, il semble logique qu'à performance égale, le contrôle hybride consomme moins d'énergie d'action que le contrôle actif. La vérification de cette hypothèse et la quantification du gain énergétique fait l'objet du chapitre suivant.

ANALYSE ÉNERGÉTIQUE DES DIFFÉRENTS TYPES DE CONTRÔLE UTILISÉS

SOMMAIRE

5.1	POINT DE DÉPART : ÉNERGIE ET PUISSANCE INSTANTANÉES . . .	122
5.2	EXCITATION SINUSOÏDALE	123
5.2.1	Point de départ : Puissances en régime alternatif	123
5.2.2	Résultats expérimentaux	125
5.3	EXCITATION LARGE BANDE	129
5.3.1	Mesure de la puissance électrique	129
5.3.2	Balance énergétique	131

L'ÉNERGIE nécessaire au contrôle est un enjeu de taille. Pour alimenter les actionneurs, le contrôle actif est gourmand en énergie externe et nécessite des amplificateurs souvent lourds et encombrants. L'utilisation de ces amplificateurs freine le développement du contrôle actif dans de nombreux domaines, en particulier pour tous les systèmes embarqués, principalement dans le domaine du transport.

Diminuer le besoin énergétique tout en maintenant des performances identiques impliquerait une diminution du poids et de l'encombrement des amplificateurs et ferait de ce contrôle un candidat idéal pour augmenter par exemple la durée de vie des systèmes utilisant les structures intelligentes.

Le but de ce cinquième et dernier chapitre est de montrer comment le bilan énergétique au sein d'un système de contrôle de vibration est conditionné par les performances souhaitées. L'analyse énergétique réalisée permettra de déterminer les zones de performances énergétiques propres aux trois principales méthodes de contrôle proposées et présentées dans ce mémoire (contrôles modaux actif, SSDI et hybride).

Le contrôle hybride modal développé au chapitre précédent consistant à associer un contrôle actif modal à un contrôle SSDI modal possède des performances en amortissement identiques voire supérieures à celles

obtenues par un contrôle actif. Ce chapitre permettra à performances identiques de quantifier la quantité d'énergie consommée par le contrôle hybride modal et de la comparer à celle nécessaire au contrôle actif seul.

Ce chapitre se compose d'un rappel sur le calcul des puissances et de leur détermination expérimentale dans le cas des trois contrôles modaux : contrôle actif, SSDI et hybride. Dans un premier temps, l'excitation est ciblée sur le second mode de la structure. La structure est ensuite excitée en large bande par un choc.

5.1 POINT DE DÉPART : ENERGIE ET PUISSANCE INSTANTANÉES

L'analyse énergétique qui suit se base sur l'Eq. (4.1) de bilan énergétique rappelée par l'Eq. (5.1). Ce bilan montre que l'énergie mécanique de la structure associée aux pertes visqueuses est égale à la somme de l'énergie fournie par la source d'excitation mécanique et à l'énergie fournie par le contrôle, aussi appelé énergie transférée.

$$\underbrace{\left[\frac{1}{2}M\dot{q}^2\right]_0^T}_{\text{Energie mécanique}} + \underbrace{\left[\frac{1}{2}K^E q^2\right]_0^T}_{\text{Pertes visqueuses}} + \underbrace{\int_0^T C\dot{q}^2 dt}_{\text{Energie transférée}} = - \underbrace{\int_0^T \theta V \dot{q} dt}_{\text{Energie fournie}} + \underbrace{\int_0^T \phi^T F \dot{q} dt}_{\text{Energie fournie}} \quad (5.1)$$

L'énergie transférée correspond à la part d'énergie mécanique convertie en énergie électrique. Comme le montre l'Eq. (5.2) issue de l'Eq. (2.14), l'énergie transférée est égale à la somme de l'énergie électrostatique stockée sur les éléments piézoélectriques et de l'énergie extraite par le circuit électrique connecté aux inserts.

$$\int_0^T \theta V \dot{q} dt = \left[\frac{1}{2}C_0 V^2\right]_0^T + \int_0^T V I dt \quad (5.2)$$

La variation d'énergie cinétique, élastique et électrostatique étant nulle sur une période T, le bilan énergétique peut être simplifié par l'Eq. (5.3) :

$$\int_0^T \phi^T F \dot{q} dt = \int_0^T C\dot{q}^2 dt + \int_0^T V I dt \quad (5.3)$$

Pour être complet, il convient également de considérer les pertes diélectriques E_P qui résultent de la variation de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique et ce, que cette tension soit imposées par un amplificateur ou bien auto-générée dans le cas du contrôle semi-actif.

Le bilan complet devient alors :

$$\int_0^T \phi^T F \dot{q} dt = \int_0^T C\dot{q}^2 dt + \int_0^T V I dt + E_P \quad (5.4)$$

L'énergie électrique $\int_0^T V I dt$ correspond à l'énergie extraite du circuit connecté à l'élément piézoélectrique. Elle peut être positive comme négative. Cette énergie fait l'objet du présent chapitre. Elle sera étudiée en premier lieu lorsque la structure est soumise à une excitation sinusoïdale puis lorsqu'une excitation large bande est utilisée.

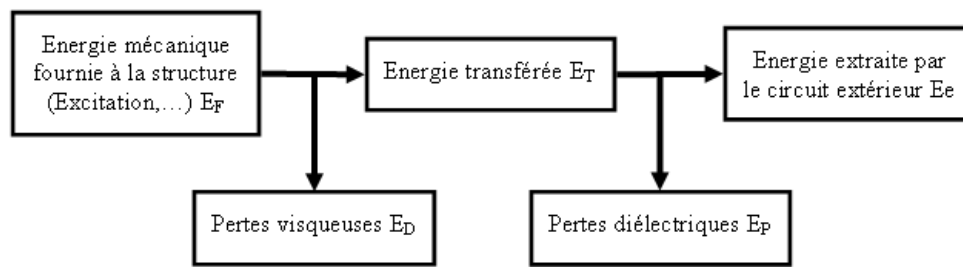


FIGURE 5.1 – Bilan énergétique

Convention

Le signe de l'énergie extraite dépend bien entendu des conventions utilisées pour la calculer ou la mesurer. Dans tout ce qui suit et à la différence des expressions utilisées jusqu'alors, les conventions utilisées seront de type récepteur. L'énergie extraite, lorsqu'elle est positive, correspondra donc à l'énergie fournie par le circuit extérieur à l'élément piézoélectrique.

5.2 EXCITATION SINUSOÏDALE

5.2.1 Point de départ : Puissances réactive, active et instantanée en régime alternatif

Dans un circuit électrique en régime alternatif, la puissance s'exprime de façon particulière en raison du caractère périodique de la tension et de l'intensité. Elle peut s'exprimer par plusieurs types de grandeurs homogènes à des puissances telles que la puissance active, réactive ou encore instantanée.

Lorsqu'un circuit résistif est alimenté par un courant alternatif, le courant est en phase avec la tension. La puissance instantanée P , définie comme le produit du courant I par la tension V , est positive ce qui signifie que l'énergie s'écoule toujours dans le même sens, soit de la source au consommateur. Cette puissance est appelée **puissance active**, car elle fournit dans un certain laps de temps un travail utile sous forme par exemple de force motrice ou de chaleur.

Dans un circuit inductif, le courant I est déphasé de 90 degrés par rapport à la tension V , c'est-à-dire que le courant est nul lorsque la tension est maximale ou minimale et inversement la tension est nulle lorsque le courant est maximal ou minimal. La puissance instantanée P est alors tantôt négative, tantôt positive. Lorsque la puissance est positive, la bobine emmagasine de l'énergie magnétique fournie par la source, puis restitue son énergie à la source lorsque la puissance est négative. Cette énergie est donc échangée entre le générateur et le consommateur sans produire aucun travail utile. La puissance moyenne fournie par ce va-et-vient est nulle.

En comparant les effets d'un circuit capacitif à celui d'un circuit inductif,

on constate que la charge et la restitution de l'énergie sont inversées : lorsque la puissance est positive, le condensateur se charge d'énergie électrostatique, puis se décharge dans la source lorsque la puissance est négative.

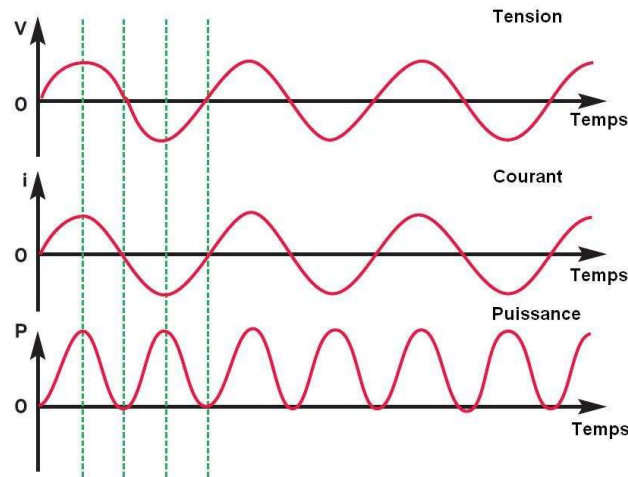


FIGURE 5.2 – Courant, tension et puissance dans un circuit purement résistif

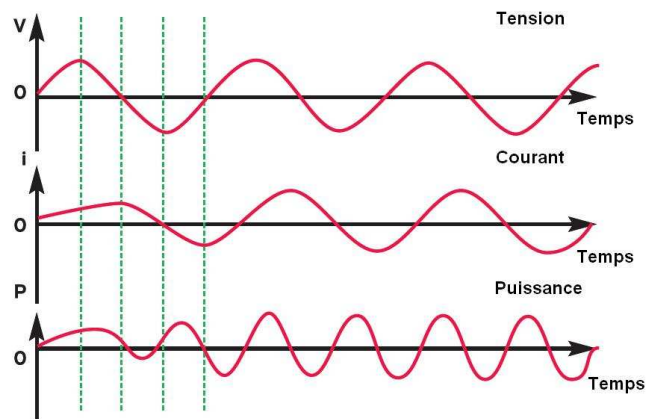


FIGURE 5.3 – Courant, tension et puissance dans un circuit purement inductif

La puissance échangée par les composants non purement résistifs d'un circuit (bobines et condensateurs) est appelée **puissance réactive**. Positive, elle entre dans le circuit ; négative, elle est restituée au générateur. Alternativement positive et négative, la moyenne de la puissance est nulle sur un cycle. Elle ne produit donc aucun travail utile mais l'échange se traduit par une circulation de courant plus ou moins intense dans le circuit et entraîne des pertes ou des perturbations diverses. Il est donc souhaitable qu'elle soit la plus faible possible.

La puissance réactive Q est définie dans les standards de l'IEEE [116] de la façon suivante :

$$Q = V_{rms} I_{rms} \sin(\varphi) \quad (5.5)$$

Avec V_{rms} et I_{rms} respectivement les valeurs moyennes des tension et courant et φ la différence de phase entre la tension et le courant.

La puissance active P correspond à la puissance moyenne consommée sur une période :

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos(\varphi) \quad (5.6)$$

La **puissance instantanée** $p(t)$ est la puissance réelle délivrée. Comme V et I sont respectivement la tension et le courant, il vient :

$$\text{Puissance} = p(t) = V(t)I(t) \quad (5.7)$$

D'après la Fig. (5.4), la puissance active P apparaît comme la valeur moyenne de la puissance instantanée.

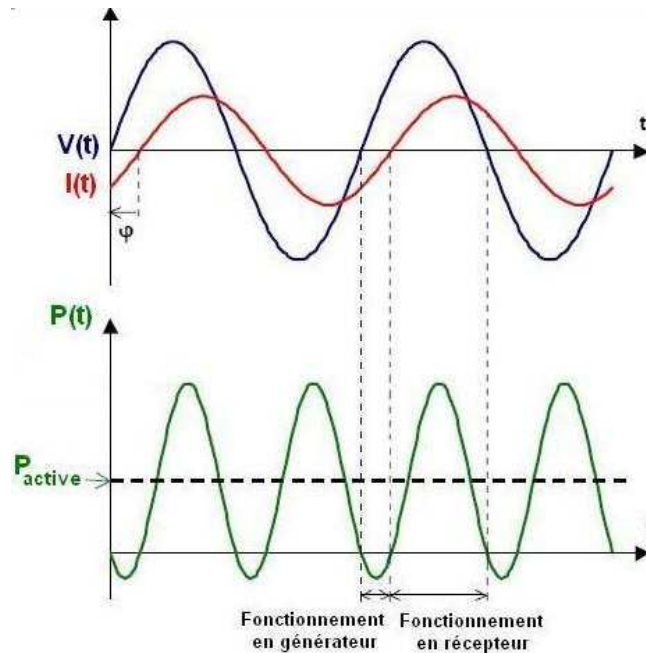


FIGURE 5.4 – Courant, tension et puissance dans un circuit passif

Conformément aux conventions choisies, l'énergie extraite est l'intégrale temporelle de la puissance instantanée :

$$\text{Energie} = W(t) = \int p(t).dt \quad (5.8)$$

Remarque : Comme le montre la Fig. (5.4), dans le cas d'un circuit passif, la puissance active P est positive. Le circuit se comporte donc globalement comme un récepteur même si, à certains instants, il peut être générateur.

5.2.2 Résultats expérimentaux

Afin de déterminer les puissances réactive et active dans les cas des contrôles modaux actif et semi-actif, la structure présentée au chapitre

(2.2.5) est sollicitée par une excitation sinusoïdale sur le second mode de résonance de la structure. L'excitation est réalisée à l'aide d'un électroaimant.

D'après les définitions précédentes, la précision de la valeur des différentes puissances dépend essentiellement de la précision des mesures du courant et de la tension. Alors que la mesure de la tension par un oscilloscope est relativement aisée et précise, la mesure du courant est plus délicate. L'intensité a été mesurée avec une sonde de courant à effet Hall Tektronix TCPA300. Le rapport signal sur bruit est amélioré en enroulant 10 fois le fil dont l'intensité est à mesurer autour de la sonde de courant. Le bruit résiduel est supprimé grâce à un filtre numérique passe-bas.

5.2.2.1 Contrôle actif modal

Le contrôle actif modal est utilisé de manière à réduire fortement les vibrations. Une atténuation de 21,2 dB sur le second mode de la structure. L'intensité et la tension aux bornes de l'actionneur sont quasiment en quadrature (Fig. (5.5.a)), c'est-à-dire que l'intensité est nulle lorsque la tension est maximale ou minimale. Par conséquent, la puissance active est très faible comparée à la puissance réactive.

La puissance réactive est calculée par l'Eq. (5.5) :

$$Q = 2,16.10^{-3}VAR \quad (5.9)$$

Sous excitation harmonique, une seconde manière de calculer la puissance réactive consiste à considérer que l'énergie est essentiellement échangée avec la capacité de l'élément piézoélectrique. L'énergie active est considérée comme négligeable devant l'énergie réactive qui peut dès lors se calculer par l'approximation suivante ($\varphi \approx 0$) :

$$Q \approx V_{rms}I_{rms} \quad (5.10)$$

En considérant la capacité de l'élément piézoélectrique comme un condensateur parfait, il vient :

$$V_{rms} = \frac{1}{C_0\omega^E}I_{rms} \quad (5.11)$$

Soit :

$$Q \approx C_0\omega^E V_{rms} = 2,16.10^{-3}VAR \quad (5.12)$$

Les deux évaluations de la puissance réactive (Eq. (5.9) et (5.12)) sont cohérentes. L'évaluation de la puissance réalisée par l'Eq. (5.5) dépend de l'intensité alors que l'évaluation réalisée par l'Eq. (5.11) est indépendante de ce paramètre. La concordance des deux évaluations permet de conclure quant à la bonne précision du dispositif de mesure de l'intensité.

La puissance active peut être déduite de la pente moyenne de l'énergie (Fig. (5.5.c)- trait pointillé gris), obtenue après intégration. On obtient dans notre cas :

$$P = -1,3.10^{-4}W \quad (5.13)$$

La valeur de la puissance active étant très faible, la mesure du courant et de la tension doit être précise pour déterminer avec exactitude la valeur

de la puissance active. N'étant pas dans ce cas idéal, seule l'ordre de grandeur de la puissance active est déterminé. Afin d'obtenir une meilleure précision sur cette valeur, il aurait été nécessaire d'augmenter l'excitation de la structure.

D'autre part, la pente mesurée est négative montrant que le contrôle actif extrait de l'énergie de la structure par l'intermédiaire de l'actionneur piézoélectrique.

Pour être complet, il convient de considérer dans le bilan les pertes diélectriques L de l'actionneur piézoélectrique. Elles peuvent être calculées comme suit :

$$L = V_{rms}^2 C_0 \omega^E \tan \delta \quad (5.14)$$

La puissance dissipée admet une expression simple mais les coefficients intrinsèques au matériau piézoélectrique dépendent implicitement d'autres grandeurs physiques. Par exemple l'angle de pertes diélectriques $\tan \delta$ évolue avec la fréquence ainsi qu'avec la température et le champ électrique. Les données constructeurs situent l'angle de perte du P188 (matériau utilisé) autour de 2%. On obtient donc dans notre cas :

$$L = 8.6.10^{-5} W \quad (5.15)$$

Cette grandeur est d'un ordre de grandeur comparable à la puissance mesurée. La puissance mécanique transférée par le contrôle à la structure est :

$$P + L = 2.16.10^{-4} W \quad (5.16)$$

5.2.2.2 Contrôle SSDI modal

La Fig. (5.5.d) présente la tension et l'intensité dans le cas où le contrôle SSDI modal est utilisé afin d'amortir la structure. Pendant la phase où l'inductance n'est pas connectée sur l'élément piézoélectrique, l'intensité est nulle. C'est seulement durant la phase d'inversion que le courant circule. De manière à limiter la sensibilité au bruit, l'intensité est fixée à une valeur nulle en dehors de l'inversion.

L'inversion n'étant pas parfaite, une partie de l'énergie est perdue notamment dans l'inductance du circuit SSDI. Par conséquent, la puissance active n'est pas nulle et peut être déterminée par la pente moyenne de l'énergie (Fig. (5.5.f)- trait pointillé gris) :

$$P = 1,9.10^{-4} W \quad (5.17)$$

La puissance réactive est calculée à partir de l'Eq. (5.5). Les valeurs moyennes de la tension et du courant sont obtenues par une décomposition en série de Fourier.

La tension et l'intensité étant quasiment en quadrature :

$$\varphi \approx \pi/2 \quad (5.18)$$

d'où d'après l'Eq. (5.5) :

$$Q \approx V_{rms} I_{rms} = 9,1 \cdot 10^{-4} \text{ VAR} \quad (5.19)$$

Cette puissance réactive est auto-générée par l'inductance durant l'inversion de la tension.

On peut d'autre part remarquer que la tension étant faible, les pertes diélectriques peuvent être considérées comme négligeables. La puissance transférée est donc voisine de $1,9 \cdot 10^{-4}$ W.

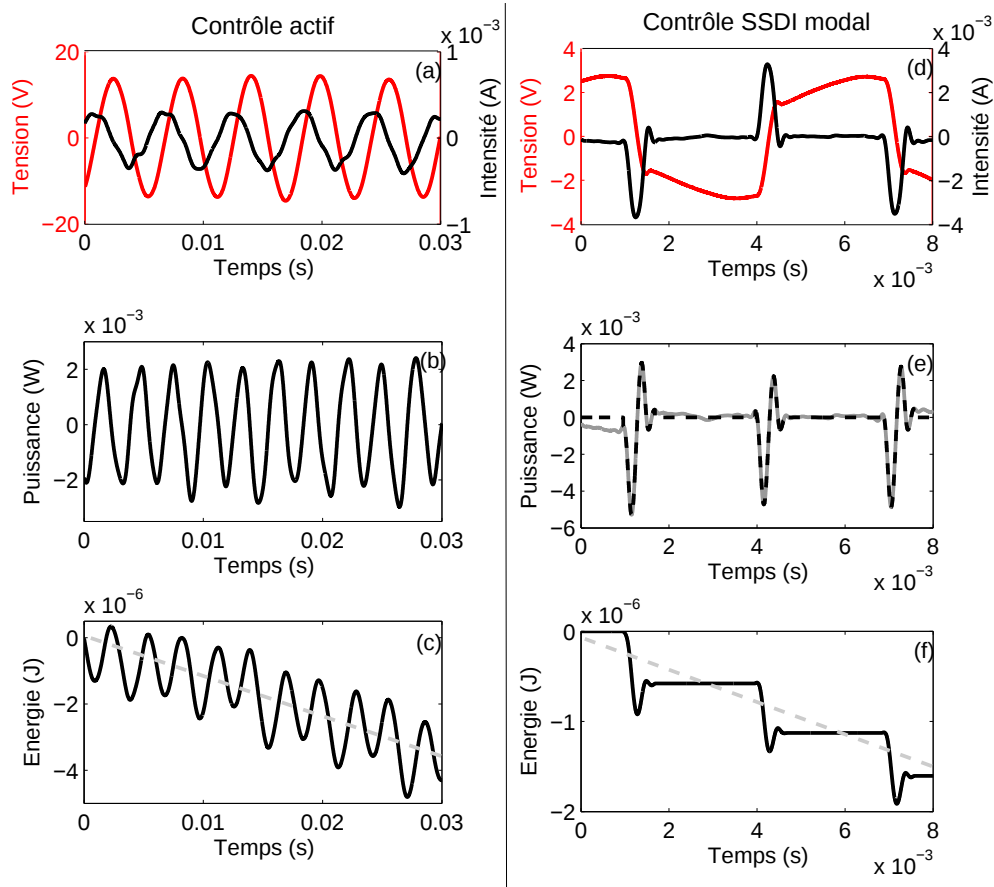


FIGURE 5.5 – (a) Intensité et tension, (b) Puissance et (c) Energie lorsque le second mode de la structure est contrôlé par le contrôle SSDI modal - Excitation sinusoïdale (d) Intensité et tension, (e) Puissance et (f) Energie lorsque le second mode de la structure est contrôlé par le contrôle actif - Excitation sinusoïdale

5.2.2.3 Discussions

Les résultats obtenus illustrent les différences importantes entre les modèles énergétiques du contrôle actif modal et du contrôle SSDI modal.

Cependant, pour des amortissements du même ordre de grandeur, les puissances actives transférées des deux types de contrôle testés sont comparables (voisines de $2 \cdot 10^{-4}$ W).

La puissance réactive du contrôle SSDI modal est auto générée alors que dans le cas du contrôle actif, cette puissance doit être fournie par un ampli-

ificateur. De ce point de vue, la technique SSDI modale est plus intéressante que la technique active.

5.3 EXCITATION LARGE BANDE

5.3.1 Mesure de la puissance électrique

Dans cette partie, la détermination de l'énergie électrique de la structure soumise à une excitation large bande est réalisée de manière expérimentale. Comme dans les chapitres précédents, une bille métallique impacte la structure. L'énergie cinétique de la bille au moment de l'impact a été déterminée de la façon suivante :

$$E_{bille} = m_{bille}gh_{choc} = 3,71mJ \quad (5.20)$$

Avec m_{bille} la masse de la bille, g la gravité et h_{choc} la hauteur du choc. La position de l'impact de la bille a été déterminée de telle façon à ce que les trois premiers modes de la structure soient excités de manière similaire. Seul le second mode est contrôlé.

5.3.1.1 Contrôle SSDI modal

La Fig. (5.6) présente l'intensité et la tension alors que la Fig. (5.7) présente l'énergie et la puissance échangée entre le circuit de contrôle et l'élément piézoélectrique lors d'un contrôle SSDI modal. L'atténuation obtenue lorsque la structure est de 13.2 dB.

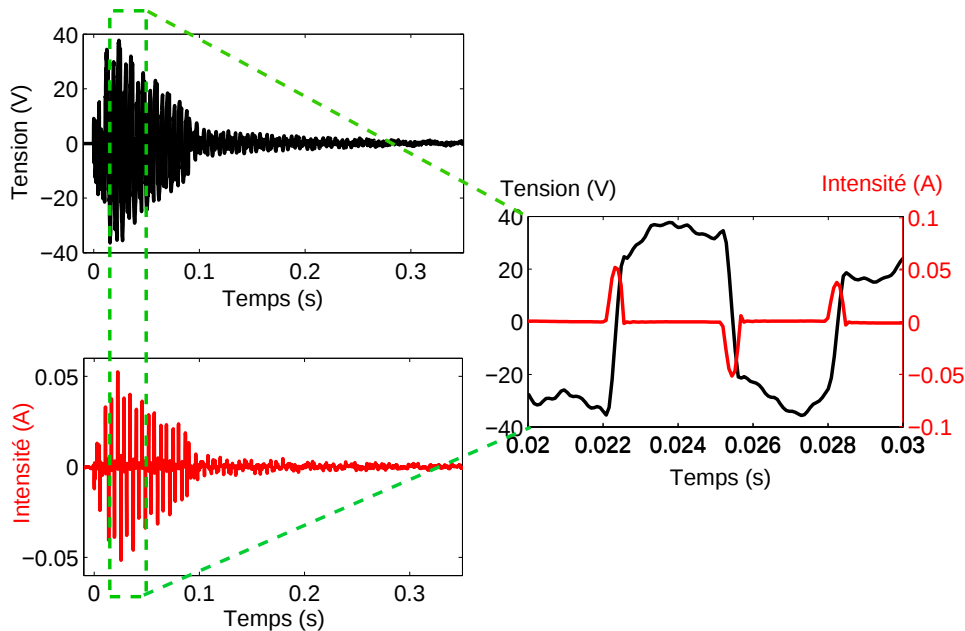


FIGURE 5.6 – Intensité et tension d'une structure soumise à une excitation large bande et contrôlée par la méthode SSDI modal correspondant à une atténuation de 13 dB

L'excitation par un choc étant importante, elle permet d'obtenir une mesure de l'intensité peu bruitée contrairement à celle réalisée dans le cas de

l'excitation monomodale où la perturbation était faible.

La puissance maximale est estimée autour de 0,92 W et la valeur finale de l'énergie à -1,1 mJ.

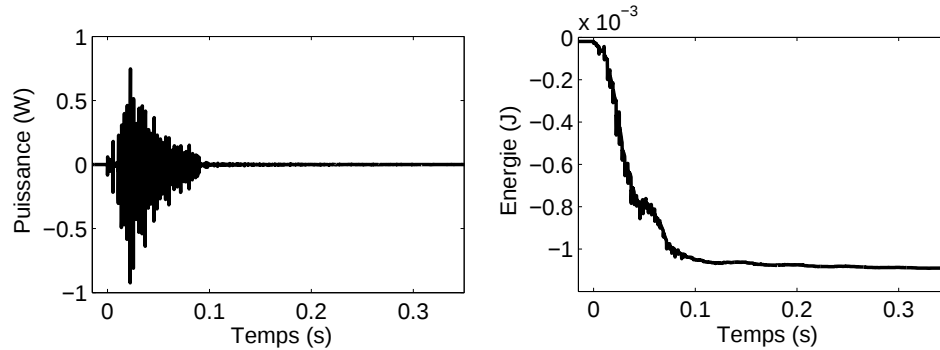


FIGURE 5.7 – Puissance et énergie d'une structure soumise à une excitation large bande et contrôlée par la méthode SSDI modale correspondant à une atténuation de 13,2 dB

5.3.1.2 Contrôle actif modal

En contrôle actif modal, la puissance et l'énergie de contrôle dépendent de l'amortissement désiré : lorsque celui-ci est élevé, l'énergie active et la tension nécessaire sont également importantes, ce qui implique des pertes élevées. La Fig (5.8) illustre ce bilan dans le cas du contrôle actif de la structure excitée de manière impulsionnelle par une bille. Le courant, la tension, la puissance et l'énergie fournies à l'actionneur piézoélectrique ont été mesurés en fonction du temps pour deux réglages d'amortissement : l'un très fort menant à une atténuation de 25,5 dB (Fig (5.8.a)), l'autre moyenne menant à une atténuation de 13,2 dB¹ (Fig. (5.8.b)). Diminuer l'amortissement se traduit par une forte diminution de la tension et de la puissance de la commande et renverse radicalement le bilan énergétique. Si l'amplificateur fournit de l'énergie à l'actionneur ($4,6 \cdot 10^{-3}$ W) pour atteindre une atténuation de 25,5 dB, au contraire il reçoit de l'énergie de l'actionneur ($-1,0 \cdot 10^{-3}$ W) pour une atténuation de 13,2 dB.

5.3.1.3 Contrôle hybride modal

Le contrôle hybride modal présenté au chapitre précédent consiste à associer le contrôle actif modal avec le contrôle SSDI modal. Les gains du contrôleur actif modal sont réglés de manière à ce que la tension maximale nécessaire au contrôle hybride modal soit identique à celle nécessaire au contrôle actif modal seul et dont l'atténuation atteint 13,2 dB. L'atténuation obtenue par le contrôle hybride modal est de 16,6 dB sur le second mode, mode ciblé par les deux types de contrôle.

La Fig. (5.9) présente la mesure de l'intensité, la tension, la puissance et l'énergie extraite par l'actionneur dans le cas du contrôle hybride modal.

1. On peut remarquer que cette atténuation aurait pu être obtenue par le contrôle SSDI modal

En comparant les Figs. (5.8.b) et (5.9), on peut observer que le maximum de la puissance est réduit par le contrôle hybride modal tout comme l'énergie extraite de l'élément piézoélectrique actif.

L'amortissement étant plus important, la différence observée est liée à l'énergie extraite par l'élément piézoélectrique utilisé en contrôle semi-actif.

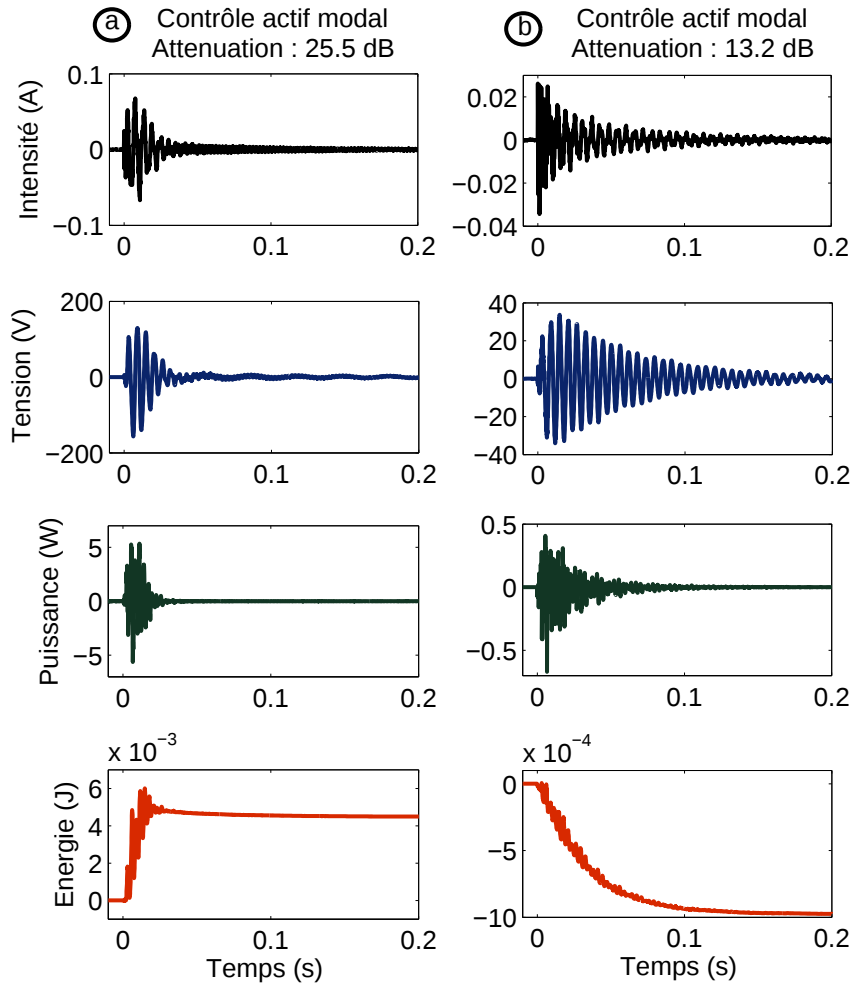


FIGURE 5.8 – Courant, tension, énergie et puissance de l'actionneur utilisés par le contrôle actif lorsque la structure est soumise à une excitation large bande et contrôlée :

- (a) : Par un contrôle actif produisant une atténuation de 25.5 dB,
- (b) : Par un contrôle actif produisant une atténuation de 13.2 dB

5.3.2 Balance énergétique

Les Figs. (5.10) et (5.11) permettent de comparer la tension aux bornes de l'actionneur utilisé pour le contrôle actif, la puissance et l'énergie échangée en fonction de l'atténuation du déplacement modal du second mode q_2 . Ces résultats sont obtenus pour une excitation large bande pour chacun des contrôles modaux actif et hybride.

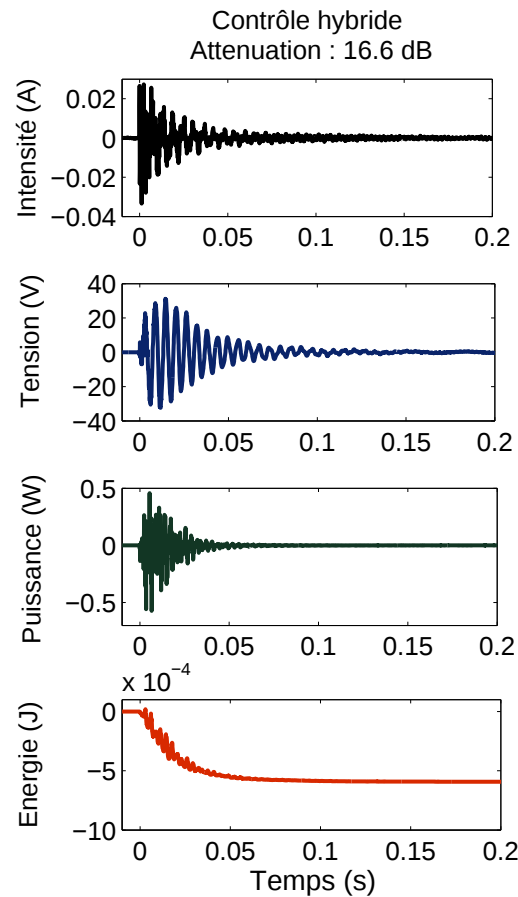


FIGURE 5.9 – Courant, tension, énergie et puissance de l'actionneur utilisé par le contrôle actif lorsque la structure est soumise à une excitation large bande et contrôlée par un contrôle hybride modal produisant une atténuation de 16.6 dB; le contrôle SSDI modal étant responsable de 13,2 dB d'atténuation.

Lorsque l'atténuation désirée est faible, le contrôle hybride modal est très intéressant. Afin d'obtenir une atténuation de 13,2 dB, seul le contrôle SSDI modal est nécessaire. Dans ce cas, le contrôle actif modal n'intervient pas et n'interfère pas avec le contrôle modal SSDI. Ainsi, la puissance consommée et la tension délivrée par l'amplificateur sont nulles. Lorsque le contrôle actif modal est utilisé seul, pour obtenir le même niveau d'atténuation, la puissance nécessaire est de 0,23W et la tension maximale délivrée par l'amplificateur est de 40V.

L'augmentation de l'atténuation à 21,7 dB implique une augmentation de la tension et de la puissance. Dans le cas du contrôle hybride modal, la tension nécessaire à la partie contrôle actif modal atteint 50,7 V et la puissance requise 0,5 W alors que dans le cas du contrôle actif modal seul, la tension nécessaire est deux fois supérieure (100V) et la puissance quatre fois plus importante (2,0 W). Ces valeurs ont un impact direct sur le choix de l'amplificateur. Pour une performance donnée, le contrôle hybride modal par rapport au contrôle actif modal, requiert un amplificateur beaucoup moins puissant donc moins encombrant et beaucoup plus léger.

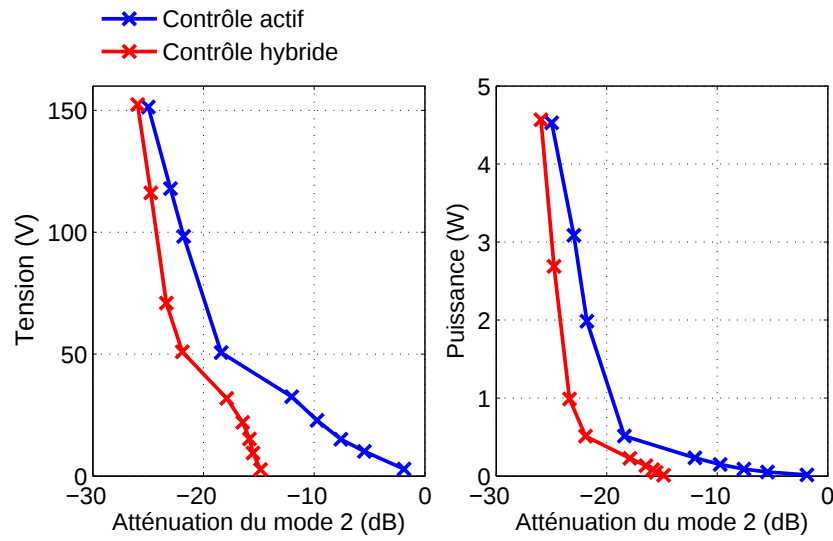


FIGURE 5.10 – Tension et Puissance échangées entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du déplacement modal du second mode q_2 . Ces résultats sont obtenus pour une excitation large bande (un choc réalisé par une bille métallique) par contrôle actif modal (courbes bleues) ou contrôle hybride modal (courbes rouges) du mode 2.

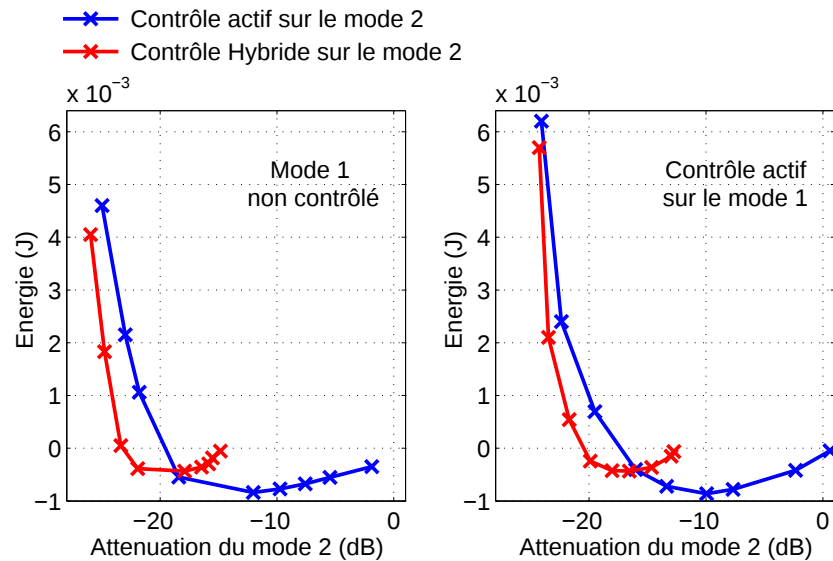


FIGURE 5.11 – Energie échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du déplacement modal du second mode q_2 . Le mode 1 est soit non contrôlé (figure de gauche) soit contrôlé par un contrôle actif modal (figure de droite). Le mode 2 est soit contrôlé par un contrôle actif modal (courbes bleues) soit contrôlé par un contrôle hybride modal (courbes rouges). Ces résultats sont obtenus pour une excitation large bande (un choc réalisé par une bille métallique).

Le contrôle hybride modal a d'autant moins d'influence sur le choix de l'amplificateur que l'amortissement est important. Pour une forte atténuation, le contrôle actif modal a besoin d'une telle puissance que l'effet du contrôle modal SSDI est moins significatif.

La Fig. (5.11) présente l'énergie électrique échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du mode 2 (énergie reçue par l'actionneur actif). Ces courbes montrent que lorsque l'atténuation est faible, l'énergie est négative tandis qu'une atténuation plus importante va au contraire se traduire par une énergie reçue positive. Ces constatations confirment les résultats obtenus Fig. (5.8.a) et (5.8.b).

Ces observations peuvent être expliquées en supposant l'énergie électrique égale à l'énergie extraite et aux pertes diélectriques résultant du champ électrique. L'énergie extraite suit une relation dépendant de l'atténuation alors que les pertes diélectriques sont proportionnelles au carré de la tension V . L'amélioration de l'atténuation requiert une forte augmentation de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique et par conséquent les pertes diélectriques augmentent drastiquement provoquant une augmentation de la puissance requise. Le minimum observé sur la Fig. (5.11) peut être interprété comme un compromis entre pertes diélectriques P_e et énergie extraite E_e .

La Fig. (5.11) présente l'énergie électrique échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du mode 2 alors que les modes 1 et 2 sont contrôlés par un contrôle actif modal. L'amortissement obtenu sur le mode 1 est constant et atteint 21 dB. Le mode 1 étant largement moins énergétique que le mode 2, l'énergie nécessaire au contrôle des deux premiers modes est à peine supérieure à celle nécessaire au contrôle du mode 2 seul.

Calcul des pertes diélectriques

L'élément piézoélectrique utilisé n'est pas un isolant parfait, mais dispose d'une certaine résistivité. Les pertes diélectriques résultant de l'énergie dissipée par le renversement de la polarisation de l'élément piézoélectrique sous l'effet de la variation de la tension qui lui est appliquée. Ces pertes varient proportionnellement au carré de la tension appliquée et proportionnellement à la fréquence. De manière simplifiée, à une fréquence donnée, on modélise ces pertes comme une résistance R_s en parallèle avec la capacité de l'élément piézoélectrique. Cette résistance dépend de la pulsation propre et s'exprime en fonction de l'angle de perte diélectrique $\tan \delta$ du matériau piézoélectrique :

$$R_s(w) = \frac{1}{\tan \delta C_0 w} \quad (5.21)$$

L'étude proposée étant centrée sur le contrôle d'un seul mode, on considérera que la pulsation w correspond à la pulsation du mode contrôlé. Dans le cas où seul un mode est contrôlé :

$$E_p = \frac{1}{2} V^2(t) \tan \delta C_0 w_2 \quad (5.22)$$

Soit

$$E_p = 2,78.10^{-7} V^2 \quad (5.23)$$

Les pertes diélectriques varient en fonction du carré de la tension.

Calcul de l'énergie extraite

La structure contrôlée peut-être considérée comme une structure présentant un coefficient d'amortissement structural C' . Celui-ci peut-être identifié grâce à la réponse de la structure contrôlée. L'énergie transférée peut-être aisément déduit si l'on connaît le coefficient d'amortissement structural C de la structure :

$$E_T = \int_0^T C' \dot{q}^2 dt - \int_0^T C \dot{q}^2 dt \quad (5.24)$$

D'après l'Eq. (2.37) et étant donné que seul le mode 2, non couplé, est contrôlé, les expressions de C et C' sont les suivantes :

$$C_2 = 2\zeta_2 w_{2cc} \quad (5.25)$$

$$C'_2 = 2\zeta'_2 w_{2cc} \quad (5.26)$$

Il vient :

$$E_T = 2w_{2cc}(\zeta'_2 - \zeta_2) \int_0^T \dot{q}^2 dt \quad (5.27)$$

La Fig. (5.12) présente l'énergie échangée calculée à partir des pertes et

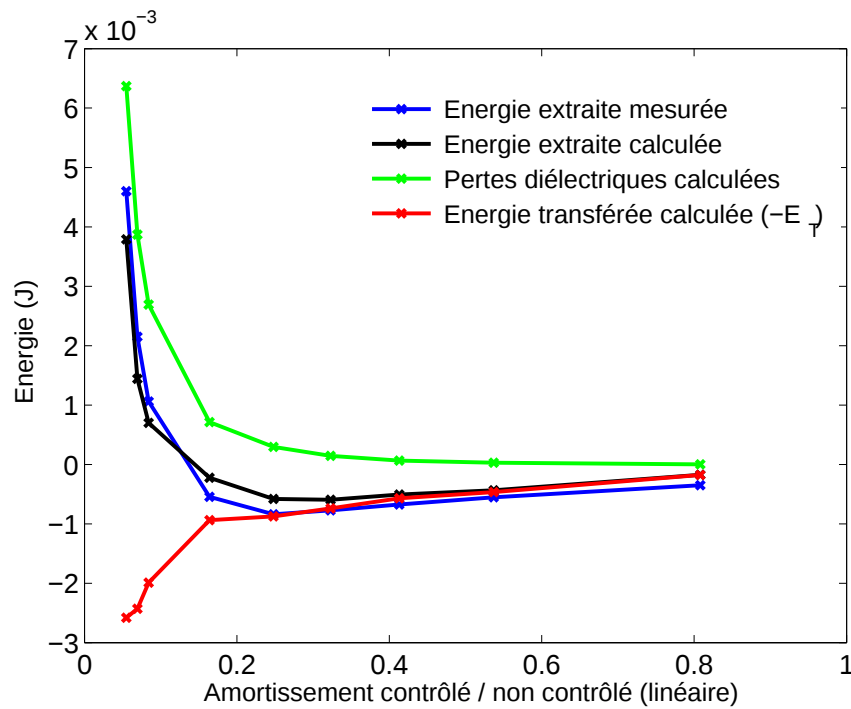


FIGURE 5.12 – Energie échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'amortissement du déplacement modal du second mode q_2 . Ces résultats sont obtenus expérimentalement et par calcul. L'énergie extraite a été calculée à un coefficient près, coefficient déterminé par dichotomie.

de l'énergie transférée. Les pertes diélectriques sont calculées d'après l'Eq. (5.22) et l'énergie échangée a été calculée d'après l'Eq. (5.28) à un facteur près :

$$E_e = -E_T + E_P \quad (5.28)$$

CONCLUSION

Les expériences réalisées dans ce chapitre démontrent qu'à performance égale la puissance d'action requise par le contrôle hybride modal est fortement réduite comparée à celle requise par un contrôle actif seul.

Cette réduction de la puissance d'action est très importante puisqu'elle implique une réduction conséquente du poids et du volume du principal élément de contrôle actif : l'amplificateur.

D'autre part, le contrôle hybride modal requiert une énergie de calcul similaire à celle du contrôle actif. Ce type de contrôle peut par conséquent être avantageusement utilisé dans le domaine du transport pour améliorer par exemple la durée de vie des systèmes utilisant des structures intelligentes ou améliorer le confort des transports grand public.

Il apparaît ainsi très clairement qu'en contrôle actif, l'énergie échangée entre l'amplificateur et l'élément piézoélectrique résulte d'un compromis entre l'énergie mécanique de la structure par la commande et les pertes diélectriques au sein du matériau piézoélectrique résultant de la tension de commande. Tant que l'amortissement souhaité est faible, la tension de commande et donc les pertes diélectriques associées resteront très faibles. Par conséquent, l'amplificateur recevra l'énergie extraite correspondant à l'augmentation artificielle de l'amortissement structural. Par contre, au fur et à mesure de l'augmentation des performances souhaitées, la tension et donc les pertes diélectriques au sein du matériau augmentent fortement jusqu'à largement compenser l'énergie transférée. L'amplificateur, dans ce cas, fournit une importante énergie réactive ainsi qu'une énergie correspondant aux pertes diélectriques de l'actionneur.

Le contrôle hybride permet de cibler à l'aide d'un contrôleur semi-actif un des modes à contrôler. De ce fait, la puissance réactive et active utile à l'actionneur actif est minimisée et ce, pour la même performance d'amortissement structurale que lors de l'utilisation d'un contrôle actif seul. Cette diminution de la puissance d'action nécessaire pour assurer le contrôle de la structure permet d'envisager de minimiser la taille et la masse des amplificateurs nécessaires au contrôle actif.

L'association d'un contrôle semi-actif et d'un contrôle actif au sein de systèmes hybrides pourrait permettre de minimiser voire d'annuler l'énergie électrique d'action nécessaire au contrôle. Pour ce faire, il sera nécessaire de gérer l'énergie réactive nécessaire au contrôle de manière rationnelle et de minimiser les pertes diélectriques, par exemple par des choix judicieux de matériaux piézoélectriques et de topologie de sources électriques.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

6

DIMINUER efficacement les vibrations est un enjeu majeur pour de nombreuses structures industrielles, notamment pour augmenter la fiabilité ou la durée de vie. De plus, afin d'être utilisé dans le domaine du transport, le volume et le poids du contrôleur doivent être minimal. Or la puissance et l'énergie nécessaires au contrôle ont un impact direct sur le volume et le poids du contrôleur et en particulier sur l'amplificateur utilisé dans les systèmes de contrôle actif. C'est pourquoi la réduction de l'énergie nécessaire au contrôle est devenu un challenge important. Dans ce contexte, le travail réalisé a permis de développer des méthodes originales, prédictibles et efficaces tout en cherchant à minimiser la consommation énergétique nécessaire au contrôle.

Le choix des capteurs et actionneurs s'est porté sur des céramiques PZT en raison de leur légèreté, de leur compacité et de leur efficacité. Le dimensionnement de la structure et le positionnement des éléments piézoélectriques ont été réalisés à partir d'un critère basé sur le coefficient de couplage des éléments piézoélectriques de chacun des modes de la structure. Ce critère a permis de déterminer une configuration pour laquelle le contrôle est particulièrement efficace sur les modes ciblés.

La recherche d'un contrôle adapté aux structures embarquées, c'est-à-dire minimisant l'énergie de commande et permettant de cibler les modes de vibration les plus endommageant ou inconfortable a conduit à l'étude et au développement de contrôles dont la stratégie est de type modal.

Le contrôle modal est basé sur un modèle de la structure qui peut-être obtenu soit par simulation soit expérimentalement par identification. Afin d'obtenir les caractéristiques électromécaniques de la structure instrumentée des éléments piézoélectriques, trois méthodes ont été testées et comparées. La concordance entre les différents résultats obtenus est en partie due à la détermination de la capacité des éléments piézoélectriques qui tient compte des contraintes mécaniques imposées par la structure.

Le choix de la loi de contrôle dépend de différents critères pouvant être contradictoires tel que des objectifs de performance, d'énergie, de robustesse ou encore de complexité de mise en oeuvre tel que le nombre d'éléments piézoélectriques. En fonction des objectifs du contrôle, différentes méthodes ont été élaborées puis développées (Tab. (6)). Ces

méthodes de contrôle ont toutes été testées en simulation et en expérimentation. Néanmoins, l'évolution des caractéristiques de la structure avec la température, les imperfections de l'encastrement, la mauvaise reproductibilité de l'excitation ou encore la fatigue des éléments piézoélectriques rendent la comparaison des résultats expérimentaux parfois difficile. Des simulations ont été réalisées sur un même modèle et pour des excitations identiques afin de rendre la comparaison des méthodes possibles. La synthèse de l'ensemble des résultats de ces simulations sont présentées dans le Tab. (6.3)).

Les techniques semi-actives modales élaborées dans cette thèse présentent de nombreux avantages. Contrairement aux techniques passives, elles sont peu sensibles aux variations des conditions extérieures et aux dérives des fréquences de résonance qui peuvent en découler. D'autre part, le contrôle semi-actif modal présente l'avantage de ne consommer aucune énergie d'action. Cette technique apparaît donc être une alternative intéressante aux systèmes de contrôle actif qui sont souvent inadaptés notamment dans le cas de structures embarquées où le critère d'encombrement est crucial. Parmi les lois de contrôle semi-actif, la technique de contrôle SSDI développée il y a quelques années et utilisée ici consiste à inverser la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique à chaque extremum de tension. Cette séquence d'inversion est optimale dans le cas où l'excitation sinusoïdale est ciblée sur un mode particulier. En revanche, dans le cas où l'excitation est large bande, l'amortissement obtenu se révèle être très faible. Le contrôle SSDI modal élaboré dans cette thèse est basée sur cette loi. Il consiste à inverser la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique à chaque extremum du déplacement modal du mode ciblé.

Dans le cas d'une sollicitation sinusoïdale basée sur un mode de la structure, le contrôle modal est équivalent à la loi de contrôle initiale. Cependant, les simulations et expérimentations montrent qu'une amélioration notable de l'atténuation est obtenue lorsque l'excitation est complexe.

En fonction des objectifs du contrôle en terme de performance, d'apport énergétique ou encore de nombre d'actionneurs, le contrôle semi-actif modal développé n'est pas forcément optimal. Aussi trois techniques basées sur le contrôle SSDI modal ont été tour à tour développées.

Le contrôle SSDI modal permet d'amortir efficacement la structure quelque soit l'excitation. Cependant dans le cas d'excitations complexes ou lorsque l'amplitude des modes ciblés par le contrôle est plus faible que celle des modes non ciblés, l'amortissement obtenu peut s'avérer insuffisant. En effet, une tension faible à l'instant d'inversion induit un amortissement peu important. Afin d'augmenter la tension de commande, la méthode SSDI Max consiste à attendre un extremum de tension au lieu d'inverser la tension immédiatement après un extremum du déplacement modal. Cette loi de contrôle, validée par simulation et par expérimentation, permet d'augmenter l'amortissement du mode ciblé.

Afin de diminuer appréciablement le nombre d'actionneurs, le contrôle SSDI modal à temps réparti a été développé. Basé sur la contrôle SSDI mo-

dal, cette technique consiste à concentrer le contrôle sur les modes dont l'énergie est la plus importante à un instant donné. Le calcul de l'énergie de chacun des modes est effectué à chaque instant et les modes les plus énergétiques sont ciblés par un contrôle SSDI modal. L'avantage de cette technique est de réduire le nombre d'actionneurs tout en limitant la dégradation des performances du système. Ce contrôle peut être utilisé pour cibler plusieurs modes d'une structure soumise à une excitation large bande. Basée sur la technique SSDI modale, cette méthode ne requiert pas d'énergie extérieure.

L'énergie nécessaire au contrôle est un enjeu de taille. Le contrôle SSDI modal et ses variantes développées jusqu'à présent nécessite aucune énergie d'action. Seule une très faible énergie est nécessaire à l'alimentation des interrupteurs et au processeur. Cependant, comparées à d'autre type de contrôle tel que le contrôle actif, ces performances restent en retrait. Pour alimenter les actionneurs, le contrôle actif est gourmand en énergie externe et nécessite des amplificateurs souvent lourds et encombrants. L'utilisation de ces amplificateurs freine le développement du contrôle actif dans de nombreux domaines en particulier dans le domaine du transport.

L'idée du contrôle hybride est d'associer les contrôles modaux semi-actif et actif afin de bénéficier des avantages respectifs des deux méthodes de contrôle tout en limitant leur inconvénient. En effet, dans le cas du contrôle hybride modal, le contrôleur SSDI modal permet de réduire le besoin en énergie du contrôle actif tandis que le contrôle actif modal permet d'obtenir des performances supérieures à celle du contrôle SSDI modal.

A performance égale, les expérimentations réalisées montrent que la puissance d'action requise par le contrôle hybride est fortement réduite comparée à celle requise par un contrôle actif modal seul. Cette réduction de puissance implique une réduction du poids et du volume de l'amplificateur, élément le plus lourd et encombrant de la chaîne de contrôle.

L'étude énergétique de différents types de contrôle modal que ceux testés constitue une continuation naturelle de cette thèse. Diverses configurations de contrôle actif pourront par exemple être testées. L'énergie de commande du contrôle LQG pourra être calculé pour différentes pondérations en amortissement et en raideur de la loi de commande. Il peut également être intéressant de comparer pour un même amortissement, l'énergie nécessaire à un contrôle de type SSDV à celui d'un contrôle hybride.

L'étude énergétique de différentes approches de contrôle actif et semi-actif permettra sans doute de trouver à chaque situation, les solutions les plus adéquates.

Enfin, ces résultats ont été obtenus sur une structure académique. Afin de valider les méthodes mises en place, une des perspectives de cette thèse est de montrer l'efficacité des méthodes développées dans le cas de structures industrielles. Des géométries complexes ainsi que différentes conditions aux limites pourront être considérés afin de se rapprocher

d'applications réelles. Les difficultés à lever se situent principalement au niveau de l'observation de la structure. En effet, l'observateur utilisé pour déterminer l'instant d'inversion de la tension piézoélectrique fonctionne à partir d'un modèle de la structure. Une structure à géométrie complexe ou soumise à un environnement évolutif implique généralement un modèle approximatif et par conséquent un observateur moins performant. Néanmoins, les bons résultats obtenus sur une poutre en terme de robustesse permettent d'envisager de bonnes performances du contrôle sur des structures complexes.

Enfin une perspective plus lointaine concerne le développement d'une stratégie hybride autoalimentée. À l'heure actuelle, de nombreuses études s'intéressent à la transformation de l'énergie vibratoire en énergie électrique afin de constituer des micro-générateurs de faible puissance, c'est-à-dire de quelques μW à quelques mW . Les possibilités offertes par ces micro-générateurs autoalimentés permettent uniquement la réalisation de tâches simples, mais avec les progrès envisageables de la microélectronique il est probable qu'un contrôle hybride entièrement autonome soit un jour possible. Ce type de contrôle par sa compacité et son respect de l'environnement (car exploitant une énergie renouvelable) répondrait à de nombreux enjeux actuels.

TABLÉAU 6.1 – Caractéristiques des différentes méthodes de contrôle de vibration utilisées ou élaborées

	SSDI	SSDI modal	SSDIMax	SSDI à temps réparti	Contrôle actif modal	Contrôle hybride modal
Elaborée ou utilisée	Utilisée	Elaborée	Elaborée	Elaborée	Utilisée	Elaborée
Principe de la méthode	Inversion de la tension lorsque la tension est extrême	Inversion de la tension lorsque le déplacement modal du mode ciblé est extrême	Attente de l'extremum de la tension après un extremum du déplacement modal avant d'inverser la tension	Inversion de la tension lorsque le déplacement modal du mode le plus énergétique est extrême		Association des contrôles modaux actif et SSDI
Nombre d'actionneur	1	Autant que de modes à contrôler	Autant que de modes à contrôler	Minimal (1 si le nombre de mode à amortir est faible)	Minimal (1 si le nombre de mode à amortir est faible)	Pour le contrôle actif : Nombre minimal (1 si le nombre de mode à amortir est faible). Pour le contrôle SSDI modal : autant que de modes contrôlés par cette méthode
Nombre de capteurs	0	Minimal (au moins 1)	Minimal (au moins 1)	Minimal (au moins 1)	Minimal (au moins 1)	Minimal (au moins 1)

	SSDI	SSDI modal	SSDIMax	SSDI à temps réparti	Contrôle actif modal	Contrôle hybride modal
Excitation large bande : Atténuation des modes ciblés	atténuation sur une large bande mais pas de ciblage des modes	Atténuation uniquement des modes ciblés	Forte atténuation des modes ciblés et légère atténuation des modes plus excités que les modes ciblés	Atténuation uniquement des modes ciblés	Atténuation des modes ciblés	Atténuation des modes ciblés
Spillover	Peu	Peu : des raies apparaissent à des fréquences ciblées	Peu : des raies apparaissent beaucoup plus étalées que dans la méthode SSDI modal	Peu : des raies apparaissent à des fréquences ciblées	Peu générer un spillover important	Le contrôle actif peut générer un spillover important
Robustesse :						
En stabilité	Totale	Totale	Totale	Totale	Peut s'avérer faible	Peut s'avérer faible
En performance	Très importante	Importante	Importante	Importante	faible	faible
Energie consommé	Energie d'action nulle Alimentation des interrupteurs	Energie d'action nulle Alimentation des interrupteurs et du processeur	Energie d'action nulle Alimentation des interrupteurs et du processeur	Energie d'action nulle Alimentation des interrupteurs et du processeur	Energie d'action pouvant être importante Alimentation du processeur	Energie d'action importante mais fortement modulable par rapport au contrôle actif Alimentation des interrupteurs et du processeur

TABLEAU 6.2 – Caractéristiques des différentes méthodes de contrôle de vibration utilisées ou élaborées

			SSDI	SSDI modal	SSDI temps réparti	SSDI Max	Contrôle hybride
Excitation sinusoidale	ciblée sur le mode 1	$A_{1,1}$	17, 43	17, 43	17, 43	17, 43	23,04
	ciblée sur le mode 2	$A_{2,2}$	17, 45	17, 45	17, 45	17, 45	25,86
	ciblée sur les modes 1 et 2	$A_{1,1}$	1,58	11,63	6,58	12,79	23,04
		$A_{2,2}$	11,21	16,98	8,59	19,67	25,86
Dirac		$A_{1,1}$	2,50	11,61	8,95	15,21	20,21
		$A_{2,2}$	1,47	19,01	10,69	19,01	24,84
Bruit blanc (0 - 2000 Hz)		$A_{1,1}$	0,07	2,28	1,87	3,51	17,24
		$A_{2,2}$	0,003	13,26	12,94	13,44	20,98

TABLEAU 6.3 – Comparaisons en simulation des différentes méthodes de contrôle de vibration - Excitation ciblée à 6 cm de l'encastrement

ANNEXES

A

A.1 AMORTISSEMENT THÉORIQUE OBTENU PAR UN CONTRÔLE SSDI DANS LE CAS D'UNE EXCITATION SINUSOÏDALE

Cette annexe permet de calculer l'amortissement d'une structure obtenu par le contrôle SSDI (original et non modal) dans le cas où l'excitation sinusoïdale est ciblée sur un des modes.

En effet, dans ce cas, l'amortissement peut être déterminé de manière prédictive [102].

La fonction de transfert du système contrôlé peut aisément se déduire des Eqs. (3.5) et (2.17) :

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + K^E q = -\frac{\theta^2}{C_0}\delta + \theta h + F \quad (\text{A.1})$$

Avec F la force excitatrice. Cette force étant purement sinusoïdale, le déplacement δ est lui aussi sinusoïdal :

$$F = F \cos(\omega_D t) \quad (\text{A.2})$$

$$\delta = q = \Delta \cos(\omega_D t) \quad (\text{A.3})$$

La fonction créneau h est décomposée en série de Fourier :

$$h = \Delta \frac{\theta}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{4}{\pi(n+1)} \sin((2n+1)\omega_D t) \right) \quad (\text{A.4})$$

Seul le premier harmonique de la fonction h est considéré. Cette hypothèse simplificatrice permet d'aboutir à la fonction h suivante :

$$h \approx \Delta \frac{\theta}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{4}{\pi} \sin(\omega_D t) \quad (\text{A.5})$$

D'après les Eqs. (A.5) et (A.2), l'équation A.1 peut s'écrire sous la forme :

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + \left(K^E + \frac{\theta^2}{C_0} \right) q = \Delta \frac{\theta^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{4}{\pi} \sin(\omega_D t) + F \cos(\omega_D t) \quad (\text{A.6})$$

On associe à cette équation une deuxième équation imaginaire :

$$j \left[M\ddot{y} + C\dot{y} + \left(K^E + \frac{\theta^2}{C_0} \right) y \right] = j \left[\Delta \frac{\theta^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{4}{\pi} \cos(\omega_D t) + F \sin(\omega_D t) \right] \quad (\text{A.7})$$

En posant les deux équations suivantes :

$$z = q + jy \quad (\text{A.8})$$

$$z = \Delta e^{j\omega_D t} \quad (\text{A.9})$$

La somme des Eqs. (A.6) et (A.7) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$-M\omega_D^2 \Delta e^{j\omega_D t} + jC\omega_D \Delta e^{j\omega_D t} + \left(K^E + \frac{\theta^2}{C_0} \right) \Delta e^{j\omega_D t} = -j\Delta \frac{\theta^2}{C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \frac{4}{\pi} e^{j\omega_D t} + F e^{j\omega_D t} \quad (\text{A.10})$$

Soit après simplification :

$$\Delta \left[-M\omega_D^2 + jC\omega_D + \left(K^E + \frac{\theta^2}{C_0} \right) + j \frac{4\theta^2}{\pi C_0} \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \right] = F \quad (\text{A.11})$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme de la fonction de transfert suivante :

$$\frac{\Delta}{F} = \frac{1}{-M\omega_D^2 + K^E + \frac{\theta^2}{C_0} + j \left(C\omega_D + \frac{4\theta^2}{\pi C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)} \quad (\text{A.12})$$

D'autre part :

$$w_D = \sqrt{\frac{K^D}{M}} = \sqrt{\frac{K^E + \frac{\theta^2}{C_0}}{M}} \quad (\text{A.13})$$

Soit :

$$\frac{\Delta}{F} = \frac{1}{j \left(C\omega_D + \frac{4\theta^2}{\pi C_0} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)} \quad (\text{A.14})$$

L'amortissement du système en boucle ouverte étant $\frac{1}{jC\omega_D}$, l'atténuation A peut s'exprimer de la façon suivante :

$$A = \frac{C\omega_D}{C\omega_D + \frac{4\theta^2}{\pi C_0} \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)} \quad (\text{A.15})$$

Or d'après les Eqs. 2.33 et 2.47

$$k^2 = \frac{f_{co}^2 - f_{cc}^2}{f_{cc}^2} = \frac{\theta^2}{C_0 (2\pi f_{cc})^2} \quad (\text{A.16})$$

et d'après l'Eq. (2.37) :

$$C = 4\pi\zeta f_{cc} \quad (\text{A.17})$$

D'après ces deux dernières équations, l'expression A.15 peut être simplifiée en A.18 qui donne l'atténuation en fonction du coefficient de couplage électromécanique k , du facteur d'amortissement ζ et de la qualité de l'inversion électrique γ :

$$A = \frac{1}{1 + \frac{2k^2}{\pi\zeta} \left(\frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right)} \quad (\text{A.18})$$

A.2 MODÉLISATION DE L'ALGORITHME UTILISÉ LORS DU CONTRÔLE SEMI-ACTIF SSDI MAX

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

La table de vérité permet de calculer les états logiques de sortie en fonction des états logiques des entrées et ce pour toutes les possibilités de fonctionnement.

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 :

- La pente du déplacement modal du mode ciblé à l'instant t notée q .
- Le signe de la tension aux bornes de l'actionneur à l'instant t notée V_{signe} .
- La pente de la tension aux bornes de l'actionneur à l'instant t notée V_{pente} .
- Une variable permettant de savoir si l'inversion a eu lieu depuis le dernier extremum de la tension.

Si l'inversion doit avoir lieu, la valeur de cette variable nommée q^* est identique à celle du déplacement modal q , si elle n'a pas eu lieu, les valeurs sont différentes.

Cette variable est également utilisée afin de savoir si l'inversion a eu lieu depuis le dernier extremum du déplacement modal. Si q et q^* sont identiques, c'est que l'inversion n'a pas eu lieu depuis le dernier extremum du déplacement modal. Inversement, si q et q^* sont différents, c'est que l'inversion a déjà eu lieu.

Variable utilisée	Notation	Signification
Pente du déplacement modal	q	1 : Le déplacement modal croît 0 : Le déplacement modal décroît.
Signe de la tension	V_{signe}	1 : La tension est positive 0 : La tension est négative
Pente de la tension	V_{pente}	1 : La tension croît 0 : La tension décroît
Variable d'inversion	q^*	Variable de sortie identique à q lorsqu'il n'y a pas eu inversion et différente de q lorsque l'inversion s'est déjà produite.

TABLEAU A.1 – Signification des variables utilisées

Les différentes combinaisons possibles sont présentées dans le Tab. (A.2). La Fig. A.1 présente la figure logique qui en découle.

q croit	q croit au moment du dernier switch (q et q^* sont identiques)	V positif	V croit	L'inversion doit avoir lieu	q^*
Non	Oui			Non	0
Oui	Non	Oui	Oui	Non	1
Oui	Non	Oui	Non	Oui	1
Oui	Non	Non	Oui	Oui	1
Oui	Non	Non	Non	Non	1
Non	Non	Non	Non	Non	0
Non	Non	Non	Oui	Oui	0
Non	Non	Oui	Non	Oui	0
Non	Non	Oui	Oui	Non	0

TABLEAU A.2 – Table logique

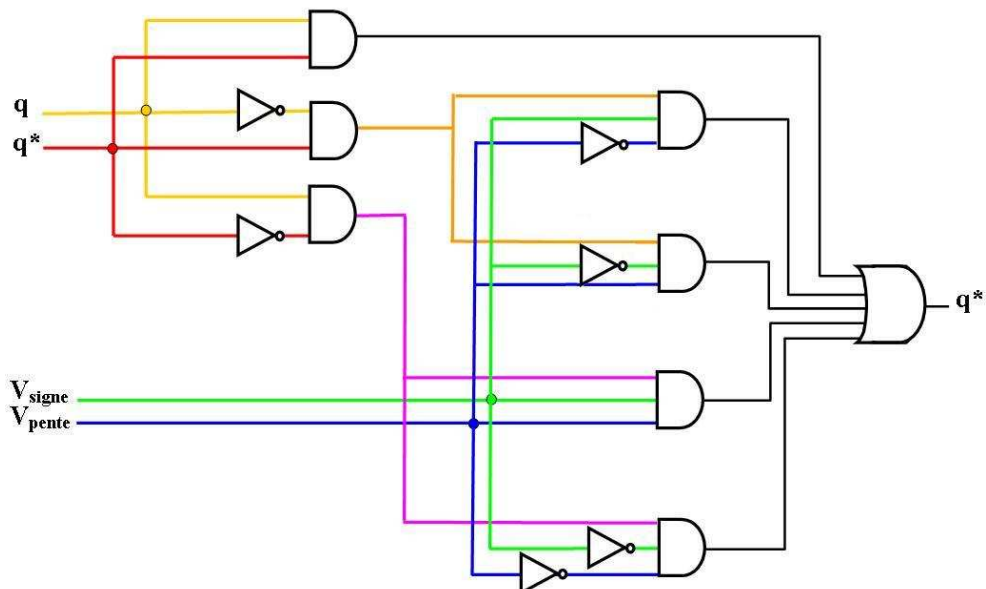


FIGURE A.1 – Figure logique

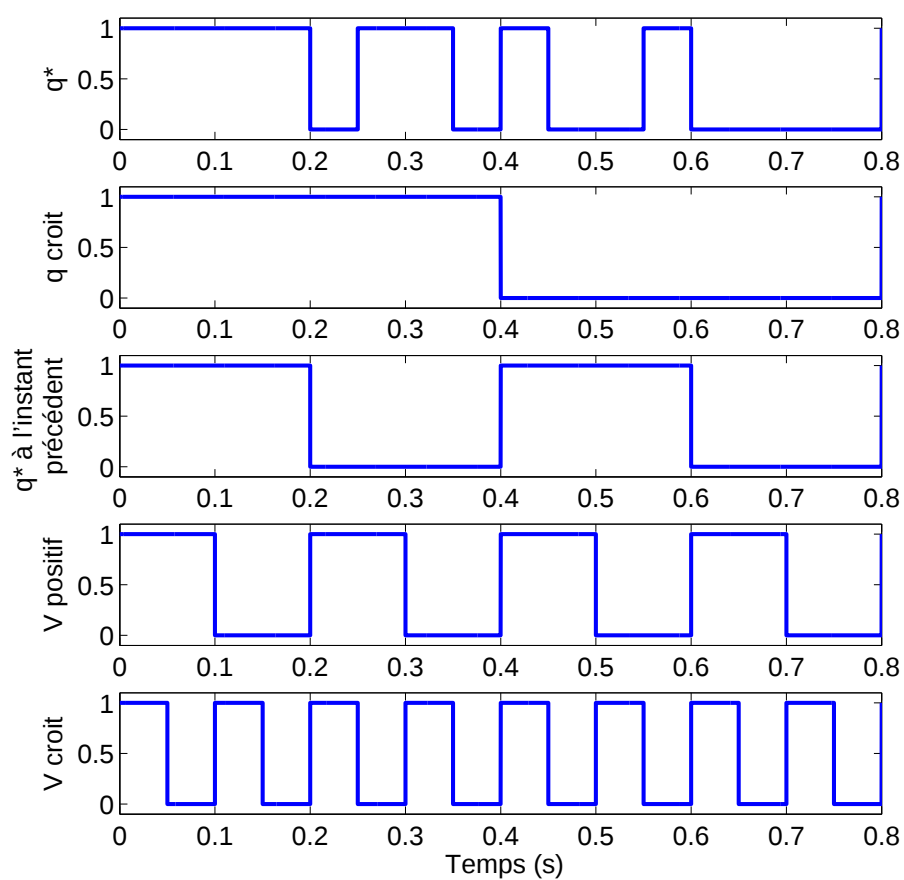


FIGURE A.2 – *Tableau des différentes combinaisons possibles composant l'algorithme du contrôle SSDIMax*

A.3 CONTRÔLE DE VIBRATION NON SYNCHRONISÉ - LES TECHNIQUES BSD

Les systèmes de contrôle SSDI ou SSDI modal précédemment décrits reposent sur des inversions de la tension de manière synchrones avec la tension ou avec le déplacement modal. Ces systèmes nécessitent ainsi pour leur commande d'observer un signal (une ou plusieurs tensions) pour assurer le synchronisme de commutation.

La méthode, proposée dans cette annexe et nommé de BSD pour *Blind Switch Damping*, présente l'avantage de fonctionner de manière indépendante et non synchronisée avec la vibration. Cette technique permet ainsi d'amortir des structures vibrantes sans connaissance préalable de leurs paramètres (tels que les fréquences de résonance). Cette méthode consiste à connecter un circuit électrique aux éléments piézoélectriques à une fréquence relativement élevée par rapport à celle de la vibration. Trois évolutions de cette techniques ont été développées : la première, dans l'esprit de la méthode SSDS consiste à connecter l'élément piézoélectrique à un court-circuit, alors que les deux autres commutent alternativement sur des court-circuits et des sources de tension du signe de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. Ces deux dernières techniques se différencient par le réglage de la tension de commutation.

Ces techniques de contrôle présentées dans [117] ont fait l'objet d'une publication [106].

Remarques

Contrairement aux techniques précédemment développées, Les méthodes de contrôle BSD ont été développées sous une forme réelle et non modale. D'autre part, la structure utilisée n'est pas celle présentée au paragraphe (2.2.5) mais celle présentée au paragraphe (A.3.5.1)

A.3.1 Principes

Le principe de la technique BSD consiste à connecter l'élément piézoélectrique à un circuit électrique. Le schéma de principe de la technique BSD est donc identique à celui de la technique SSD. La loi de commande quant à elle est bien différent et consiste à connecter l'élément piézoélectrique à une fréquence fixe, indépendante de la structure et fixé par l'utilisateur. En effet, dans la technique de contrôle BSD, l'interrupteur est commuté à une fréquence fixe dont la période τ est donnée par l'Eq. (A.19) :

$$\tau = \frac{T_e}{n} \text{ avec } n \in \mathbb{R}^+ \quad (\text{A.19})$$

Avec T_e la période de vibration et n un réel positif arbitraire, mais assez grand par rapport à 1, et fixé par l'utilisateur. La commutation étant effectuée à haute fréquence ($n \gg 1$), on opère donc une différentiation de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique.

Le contrôle BSD se base sur les équations réelles de la structure instrumentée (2.1) et (2.9) :

$$\begin{cases} m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E\delta = F - \alpha V \\ I = \alpha\dot{\delta} - C_0\dot{V} \end{cases} \quad (\text{A.20})$$

A.3.2 Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur court-circuit (BSDS)

Dans le cas de la technique dite BSDS (*Blind Switch Damping on Short circuit*), l'élément piézoélectrique est connecté à un simple court-circuit. À l'instar du contrôle SSDS, la commutation dissipe l'énergie électrostatique stockée sur l'élément actif. L'annulation de la tension peut également être vue comme un changement de condition initiale de l'intégration de l'Eq. (A.20), conduisant à l'expression de la tension piézoélectrique (A.21). Cette équation montre la différentiation opérée par le BSDS.

$$V_{BSDS} = \frac{\alpha}{C_0} \left(\delta(t) - \delta\left(i \frac{T_e}{n}\right) \right) \text{ pour } i \frac{T_e}{n} \leq t < (i+1) \frac{T_e}{n} \text{ avec } i \in \mathbb{N} \quad (\text{A.21})$$

La Fig. (A.3) montre les formes d'ondes typiques obtenues avec la technique BSDS dont le coefficient de hachage n est fixé à 20. L'intérêt de cette méthode est d'obtenir une tension en phase avec la vitesse, provoquant un effet de frottement visqueux permettant d'amortir les vibrations.

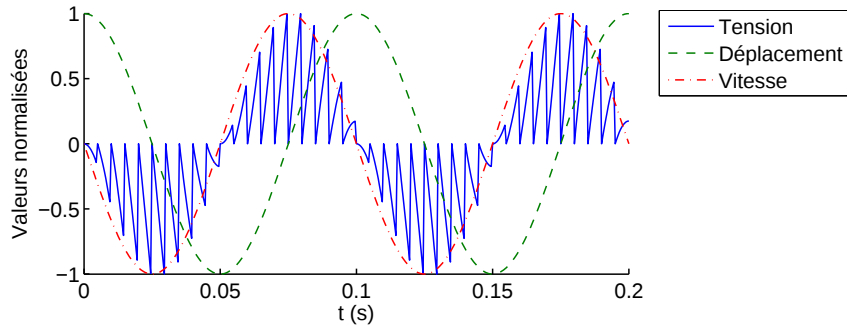


FIGURE A.3 – Formes d'ondes typiques de la technique BSDS ($n = 20$)

En considérant $n \gg 1$, l'expression de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique peut être approchée par l'Eq. (A.22) :

$$V_{BSDS} \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \dot{\delta}(t) \quad (\text{A.22})$$

Cette expression permet de déduire l'expression du premier harmoniques de la tension :

$$(V_{BSDS})_{\text{fondamental}} \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{\pi n} \dot{u}(t) \quad (\text{A.23})$$

Et en considérant que seul le premier harmonique a un effet sur la structure, l'équation du système devient :

$$m\ddot{\delta} + \left(C + \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_e}{\pi n} \right) \dot{\delta} + k^E \delta = F \quad (\text{A.24})$$

La fonction de transfert dans l'espace de Fourier s'exprime se déduit alors aisément de l'Eq. précédente :

$$\frac{U(\omega)}{F(\omega)} = \frac{1}{-m\omega^2 + j \left(c + \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_e}{\pi n} \right) \omega + k^E} \quad (\text{A.25})$$

Ces expressions montrent que l'effet du BSDS est, contrairement à celui du SSD, un effet de frottement visqueux qui dépend de la fréquence de vibration. L'amortissement A_{BSDS} à la résonance se déduit de l'équation (A.25) et de l'équation du système, qui conduisent pour des systèmes peu amortis à la relation (A.26).

$$A_{BSDS} = \frac{1}{1 + \frac{1}{C} \frac{a^2}{C_0} \frac{T_e}{\pi n}} \quad (A.26)$$

L'amortissement peut également être exprimé en fonction du facteur de qualité mécanique Q et du coefficient de couplage au carré k^2 , conduisant à l'expression (A.27).

$$A_{BSDS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{n} k^2 Q} \quad (A.27)$$

La Fig. (A.4) présente l'évolution de l'atténuation en fonction du coefficient de hachage n et du produit du coefficient de couplage au carré k^2 par le facteur de qualité mécanique Q . Cette figure et les Eqs. (A.26) et (A.27) montrent que l'amortissement ainsi obtenu est inversement proportionnel au coefficient n . Cependant, un compromis apparaît entre le fait que n doive être très grand par rapport à 1 afin d'assurer une différenciation correcte (et ainsi une bonne reconstruction de la vitesse) et le fait que n soit assez petit pour obtenir un amortissement significatif.

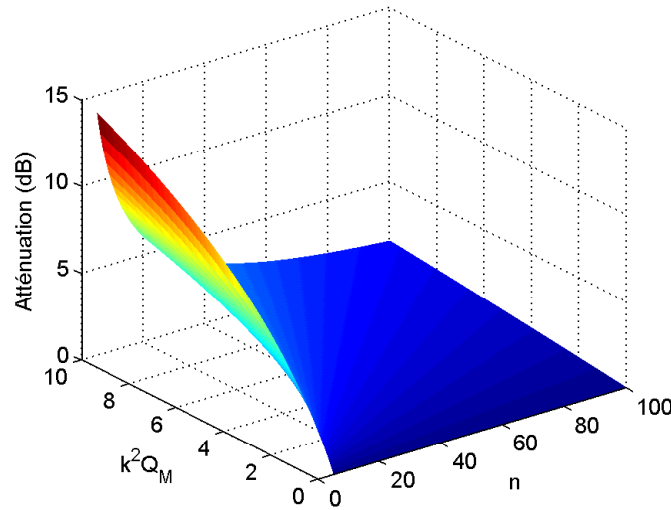


FIGURE A.4 – Atténuation théorique obtenue par la technique BSDS

A.3.3 Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension (BSDV)

La technique peut être améliorée par une augmentation artificielle de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. En effet, de même que pour la technique SSDS, le contrôle BSDS présente généralement une tension aux bornes de l'élément piézoélectrique faible ce qui limite l'effet de l'amortissement. Augmenter la tension permettrait d'améliorer les performances du contrôle. L'augmentation de la tension est ici obtenue par commutation alternative de l'élément piézoélectrique sur un court-circuit et

sur une source de tension V_S du signe de la tension au bornes de l'élément piézoélectrique, augmentant par conséquent l'effet de frottement visqueux et donc l'amortissement. De telles opérations conduisent au concept de BSDV (*Blind Switch Damping on Voltage source*). Deux branches de commutation sont nécessaires, conduisant au schéma représenté Fig. (A.5).

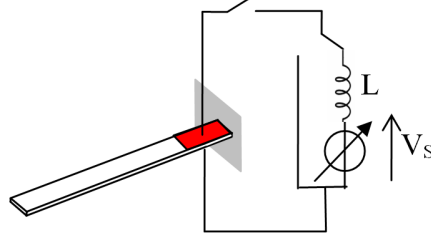


FIGURE A.5 – Schéma de la technique BSDV

La différentiation est toujours obtenue par la commutation sur court-circuit. Cependant, la commutation suivante sur source de tension, permet d'augmenter l'amplitude de la tension, et donc l'effet d'amortissement. Comme dans le cas du SSD, les pertes dans le circuit de commutation sur la source de tension conduisent à la définition d'un facteur d'inversion γ . Cette inversion est faite autour de la référence de tension V_S . La Fig. (A.6) montre cette succession de commutations et les principes de la technique BSDV.

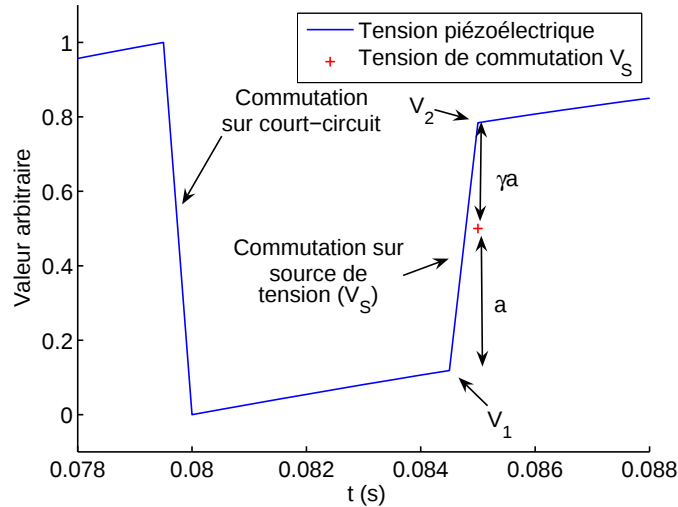


FIGURE A.6 – Formes d'ondes typiques de la technique BSDV (la tension V_S est représentée ponctuellement car elle n'a de sens que lors des commutations)

En notant V_1 et V_2 les tensions respectives avant et après commutation sur source de tension, il vient :

$$V_2 = V_1 + (1 + \gamma)(V_S - V_1) = \gamma(V_S - V_1) + V_S \quad (\text{A.28})$$

Avec V_1 , la tension obtenue après commutation sur court-circuit.

Si l'on considère que la commutation sur court-circuit intervient pour des valeurs de T_e/n paires (les résultats seraient identiques en considérant la commutation sur court-circuit pour des valeurs impaires), la tension V_1 peut s'exprimer de la façon suivante :

$$V_2 = V_1 + (1 + \gamma)(V_S - V_1) = \gamma(V_S - V_1) + V_S \quad (\text{A.29})$$

Pour de grandes valeurs de n , l'Eq. (A.29) peut être approximé par :

$$V_1 = \frac{\alpha}{C_0} \left(\delta \left((2i+1) \frac{T_e}{n} \right) - \delta \left(2i \frac{T_e}{n} \right) \right) \quad (\text{A.30})$$

$$V_1 \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \dot{\delta} \left(2i \frac{T_e}{n} \right) \quad (\text{A.31})$$

En approchant la tension piézoélectrique V par une tension constante par morceaux (ce qui est valable pour une valeur de V_S grande par rapport aux variations de tension provoquées par la vibration), V peut être exprimé par :

$$\left\{ \begin{array}{ll} V(t) \approx \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \dot{\delta}(t) & \text{pour } 2i \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+1) \frac{T_e}{N} \\ & \text{(commutation sur court-circuit)} \\ V(t) \approx \gamma \left(V_S - \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \dot{\delta}(t) \right) + V_S & \text{pour } (2i+2) \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+1) \frac{T_0}{N} \\ & \text{(commutation sur source de tension)} \end{array} \right. \quad (\text{A.32})$$

La source de tension V_S peut être définie selon plusieurs critères. Nous nous intéresserons plus particulièrement à deux méthodes :

- La tension de commutation V_S est **proportionnelle à l'amplitude de déplacement** δ_M , ce qui conduit au concept d'amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension constante par morceaux (*Blind Switch Damping on Piecewise constant Voltage source* - BSDVp)
- La tension de commutation V_S est **proportionnelle à la valeur V_1 de la tension avant commutation**, ce qui conduit au concept d'amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension adaptative (*Blind Switch Damping on Adaptive Voltage source* - BSDVa)

A.3.3.1 Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension constante par morceaux (BSDVp)

On se propose ici d'accorder la valeur de V_S sur l'amplitude de déplacement u_M et le signe de la tension piézoélectrique selon l'Eq. (A.33) :

$$V_S = \beta \frac{\alpha}{C_0} u_M \text{signe}(V(t)) \quad (\text{A.33})$$

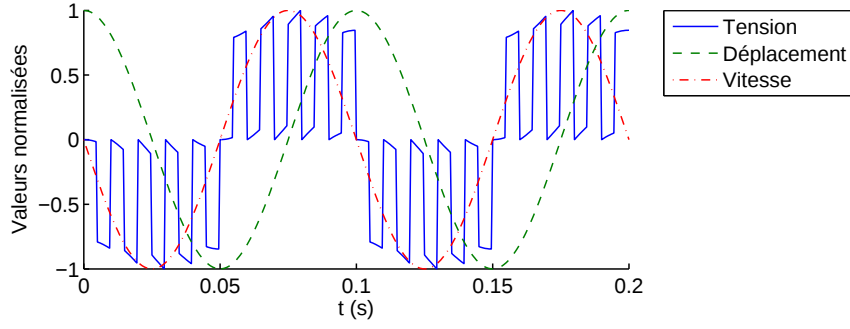
β est un coefficient de proportionnalité adimensionnel.

Pour de grandes valeurs de n et selon l'Eq. (A.31), V_S peut alors être exprimée par l'Eq. (A.34) :

$$V_S = \beta \frac{\alpha}{C_0} u_M \text{signe}(\dot{u}(t)) \quad (\text{A.34})$$

Un tel contrôle conduit par conséquent aux formes d'ondes représentées en Fig. (A.7).

Si l'on considère $n \gg 1$ et $\beta \gg 1$, on peut alors approcher la tension piézoélectrique par une fonction constante par morceaux conduisant aux

FIGURE A.7 – formes d'ondes typiques de la technique BSDVp ($n = 20$)

système d'Eq. suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} V(t) \approx 0 & \text{pour } 2i \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+1) \frac{T_e}{N} \\ & \text{(commutation sur court-circuit)} \\ V(t) \approx (1+\gamma)V_S & \text{pour } (2i+2) \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+3) \frac{T_e}{N} \\ \approx (1+\gamma)\beta \frac{\alpha}{C_0} \delta_M \text{signe}(\dot{u}(t)) & \text{(commutation sur source de tension)} \end{array} \right. \quad (\text{A.35})$$

Par conséquent, en considérant que le déplacement reste sinusoïdal et $n \gg 1$, l'approximation de V par son premier harmonique conduit à l'Eq. suivante :

$$V \approx \frac{2}{\pi} \frac{\alpha}{C_0} \frac{1}{\omega_0} (1+\gamma) \beta \dot{\delta}(t) \quad (\text{A.36})$$

Avec ω_0 la pulsation de vibration.

La comparaison de cette tension avec la tension obtenue avec la méthode de contrôle SSDVa montre que l'effet de frottement avec la technique BSDVp est deux fois moindre qu'en SSDVa. En effet, la valeur efficace de la tension créneau est deux fois plus faible, étant donné que le système est en (pseudo) court-circuit¹ la moitié du temps.

Combiner l'équation A.36 avec l'Eq. (A.20) conduit alors à l'expression suivante :

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E\delta = F - \frac{2}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1}{\omega_0} (1+\gamma) \beta \dot{\delta}(t) \quad (\text{A.37})$$

La fonction de transfert dans l'espace de Fourier peut être déuite de l'Eq. A.37 :

$$\frac{U(\omega_0)}{F(\omega_0)} = \frac{1}{-m\omega_0^2 + j\left(c\omega_0 + \frac{2}{\pi} \frac{\alpha^2}{C_0} (1+\gamma) \beta\right) + k^E} \quad (\text{A.38})$$

L'amortissement à la résonance pour des systèmes faiblement amortis s'exprime alors selon l'Eq. (A.39) :

$$A_{BSDVp} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi} \frac{1}{c\omega_{res}} \frac{\alpha^2}{C_0} (1+\gamma) \beta} \quad (\text{A.39})$$

1. Comparé à la valeur de la tension de commutation, la tension provoquée par le déplacement est négligeable.

Cette dernière équation peut s'exprimer en fonction du produit du coefficient de couplage électromécanique au carré k^2 et du facteur de qualité mécanique Q :

$$A_{BSDVp} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\pi}(1 + \gamma)\beta k^2 Q} \quad (A.40)$$

On notera que les expressions de l'atténuation et de la tension ne dépendent pas du coefficient de hachage n .

La Fig. (A.8) représente l'amortissement obtenu par utilisation de la technique BSDVp en fonction du produit du facteur de qualité mécanique Q par le coefficient de couplage électromécanique au carré k^2 et du coefficient sans dimension $\beta(1 + \gamma)$. Le facteur $(1 + \gamma)$ est inférieur à 2, mais la valeur de β , étant fixée par l'utilisateur, n'est pas limitée - hors considérations pratiques. Cette Figure montre que l'ajout d'une source de tension permet effectivement de contrôler efficacement les vibrations avec des atténuations significatives et bien plus importantes que celles obtenues par le contrôle BSDS. L'évolution de l'amortissement pour de faibles valeurs de $k^2 Q$ et/ou de $\beta(1 + \gamma)$ est très rapide, pour ensuite fortement diminuer lorsque ces paramètres augmentent.

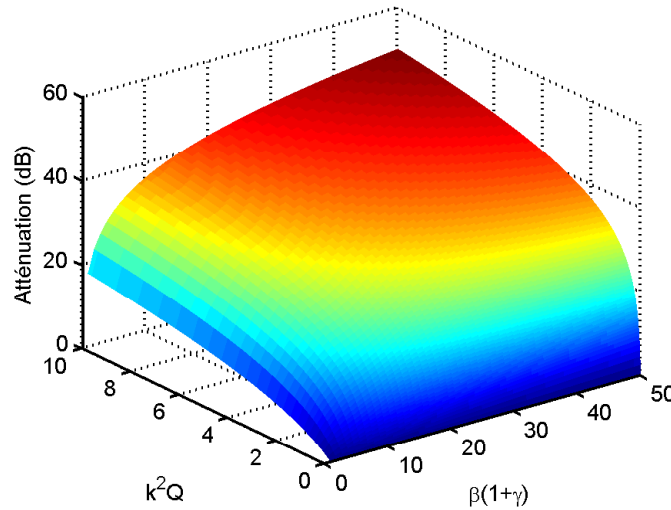


FIGURE A.8 – Atténuation théorique obtenue par la technique BSDVp

A.3.3.2 Amortissement semi-actif non synchronisé par commutation sur source de tension adaptative (BSDVa)

Dans le cas du contrôle BSDVa, la tension V_S est accordée selon la valeur de la tension V_1 avant la commutation selon l'Eq. (A.41) :

$$V_S = \beta V_1 = \beta V \left((2i + 1) \frac{T_e}{n} \right) \quad (A.41)$$

Par conséquent, pour un coefficient de hachage n très supérieur à 1, cette tension peut s'approcher par l'Eq. suivante :

$$V_S \approx \beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \delta(t) \quad (A.42)$$

En considérant le coefficient β grand par rapport à 1, la tension piézoélectrique peut être considérée comme constante par morceaux :

$$\left\{ \begin{array}{ll} V(t) \approx 0 & \text{pour } 2i \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+1) \frac{T_e}{N} \\ & \text{(commutation sur court-circuit)} \\ V(t) \approx (1+\gamma)V_s & \text{pour } (2i+2) \frac{T_e}{N} \leq t < (2i+3) \frac{T_e}{N} \\ & \approx (1+\gamma)\beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{n} \dot{\delta}(t) \quad \text{(commutation sur source de tension)} \end{array} \right. \quad (\text{A.43})$$

Les formes d'ondes ainsi obtenues sont présentées en Fig. (A.9). La tension piézoélectrique est dans ce cas plus proche de la vitesse que dans le cas du contrôle BSDVp. De plus elle est proche de la vitesse modulée par une fonction créneau de fréquence $n/(2T)$.

En considérant que le déplacement demeure sinusoïdal, l'effet de la tension piézoélectrique V peut être réduite à son premier harmonique :

$$V \approx (1+\gamma)\beta \frac{\alpha}{C_0} \frac{T_e}{\pi n} \dot{\delta}(t) \quad (\text{A.44})$$

Combiner cette équation avec l'équation du mouvement de (A.20) conduit alors à l'Eq. :

$$m\ddot{\delta} + c\dot{\delta} + k^E\delta = F - (1+\gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_e}{\pi n} \dot{\delta}(t) \quad (\text{A.45})$$

La fonction de transfert du déplacement en fonction de la force dans l'espace de Fourier peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\frac{U(\omega)}{F(\omega)} = \frac{1}{-m\omega^2 + j\left(c + (1+\gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{T_e}{\pi n}\right)\omega + k^E} \quad (\text{A.46})$$

Pour un système peu amorti, l'atténuation à la résonance A_{BSDVa} est alors donnée par :

$$A_{BSDVa} = \frac{1}{1 + (1+\gamma)\beta \frac{\alpha^2}{C_0} \frac{1}{c} \frac{T_e}{\pi n}} \quad (\text{A.47})$$

Cette atténuation peut s'exprimer en fonction du produit k^2Q :

$$A_{BSDVa} = \frac{1}{1 + (1+\gamma)\beta_n^2 k^2 Q} \quad (\text{A.48})$$

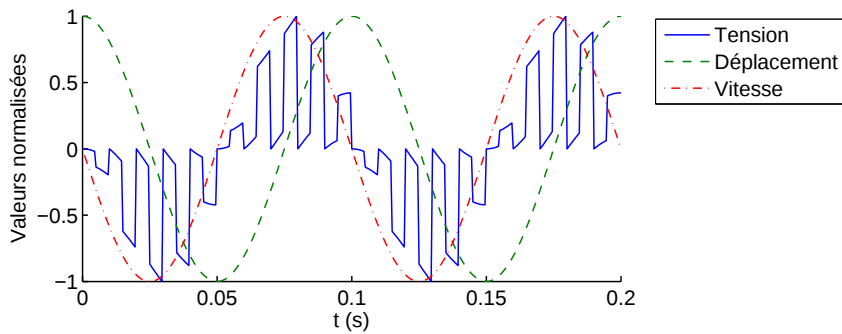


FIGURE A.9 – Formes d'ondes typiques de la technique BSDVa ($n = 20$)

Comparée à la méthode de contrôle BSDS ((A.26)), le contrôle BSDVa conduit à une augmentation artificielle du coefficient de couplage au carré par un facteur $(1 + \gamma)\beta$. Par conséquent, l'amortissement obtenu bien que plus rapide suit une évolution de forme identique que celui obtenu en BSDS et présenté Fig. (A.4).

A.3.4 Comparaison théorique et Discussion

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

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

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

La fréquence d'inversion du circuit électrique LC_0 doit elle aussi être supérieure à celle classiquement utilisée en SSD². Ceci permet de réduire la valeur de l'inductance nécessaire et dont conduit à un gain de place et une meilleure intégration.

En terme énergétique, la commande du BSD est très simple et ne nécessite aucune opération complexe. De plus, les techniques BSD peuvent aisément être auto-alimentés. Une énergie n'est nécessaire que pour les techniques BSDV lors de la commutation sur source de tension; les commutations sur court-circuit ne consommant rien.

Bien qu'elle nécessite une source de tension adaptative et pouvant varier assez vite, la méthode la plus intéressante demeure *a priori* la technique

2. typiquement 10 fois la fréquence de vibration

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

TABLEAU A.3 – Paramètres expérimentaux des techniques de contrôle BSD

BSDVa (considérations énergétiques mises à part). Cette technique permet à la fois d'obtenir un amortissement relativement important (alors que le contrôle BSDS est vite limité) tout en assurant une forme de tension très proche de la vitesse (contrairement au contrôle BSDVp). De plus, cette méthode ne nécessite aucun capteur annexe ; alors que le contrôle BSDVp nécessite la connaissance de l'amplitude de déplacement. De plus, le contrôle des harmoniques précédemment évoqué ne souffre d'aucune restriction dans le cas du contrôle BSDVa (ce qui n'est pas non plus le cas du contrôle BSDVp).

A.3.5 Validation expérimentale

A.3.5.1 Dispositif expérimental

Les techniques de contrôle BSD ont été testé en simulation comme en expérimentation afin de vérifier leur fonctionnement. Le dispositif expérimental consiste en une poutre encastree-libre équipée d'éléments piézoélectriques et pouvant être excitée par un électroaimant connecté à un Générateur Basse Fréquence via un amplificateur. Ces éléments piézoélectriques sont connectés à des commutateurs contrôlés par une carte d'interface DSPACE. Un capteur inductif permet également de mesurer le déplacement, et est également utilisé pour le calcul de la tension VS. Ce dispositif est présenté Fig A.10. Les paramètres de la structure sont consignés dans le Tab. (A.3). Le coefficient $\beta(1 + \gamma)$ est fixé à 11 pour le BSDVp et à 18 pour le BSDVa.

A.3.5.2 Résultats

Dans un premier temps, on se propose de tracer les fonctions de transfert pour un coefficient de hachage n fixé à 7 (cette valeur présente un bon compromis entre amortissement et reconstruction de la vitesse pour les techniques BSDS et BSDVa et assure la stabilité de la technique BSDVp comme nous le verrons par la suite). Les formes d'ondes ainsi obtenues sont présentées Fig. (A.11); le facteur de force α étant négatif, la tension est opposée à la vitesse. Les fonctions de transfert expérimentales ainsi que les prévisions théoriques sont représentées sur la Fig. (A.12).

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

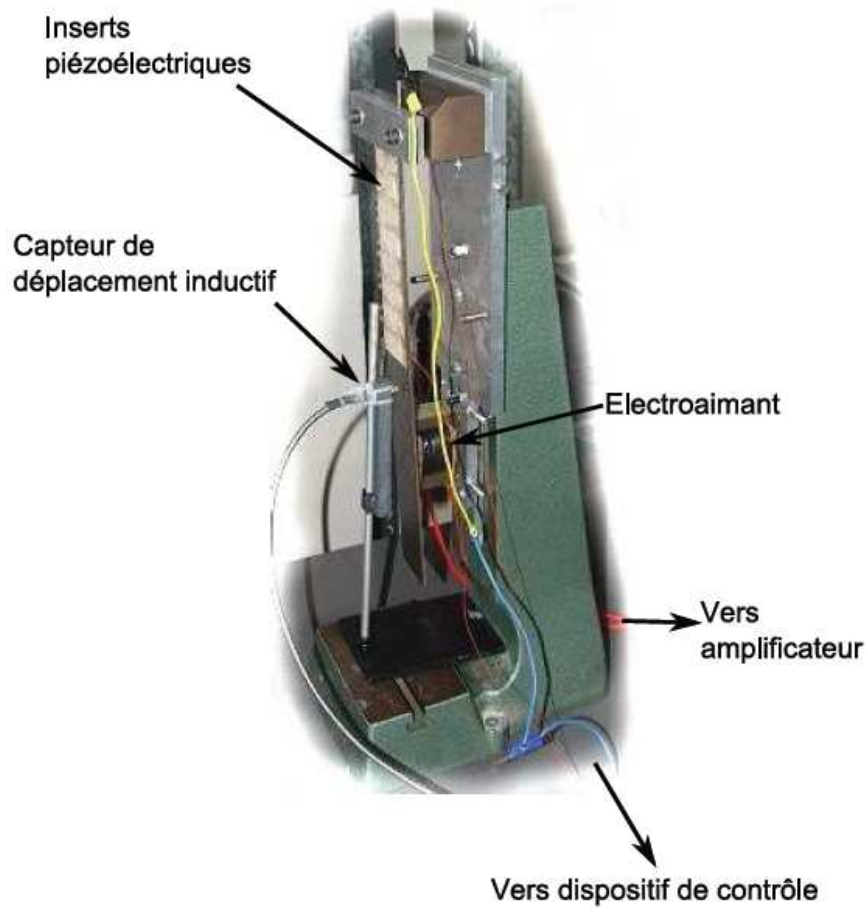


FIGURE A.10 –

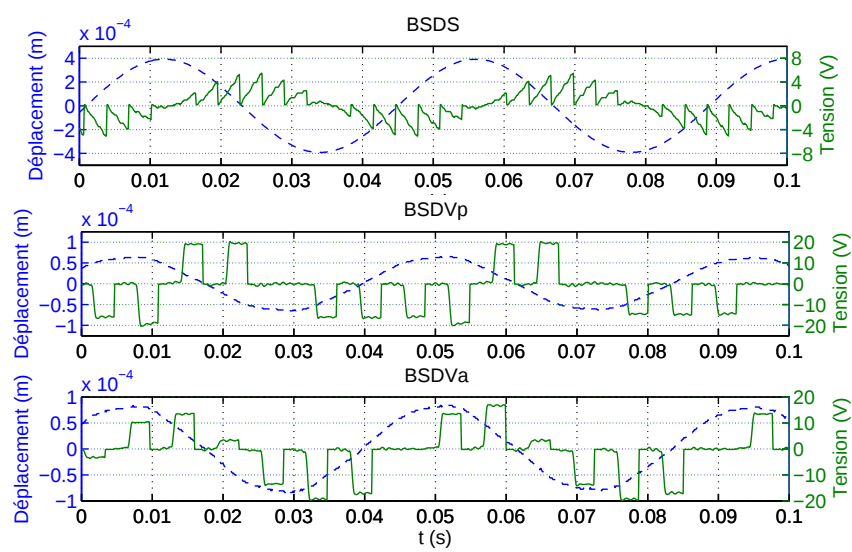


FIGURE A.11 – Formes d'ondes expérimentales des techniques BSD (le déplacement est en pointillés et la tension en traits pleins)

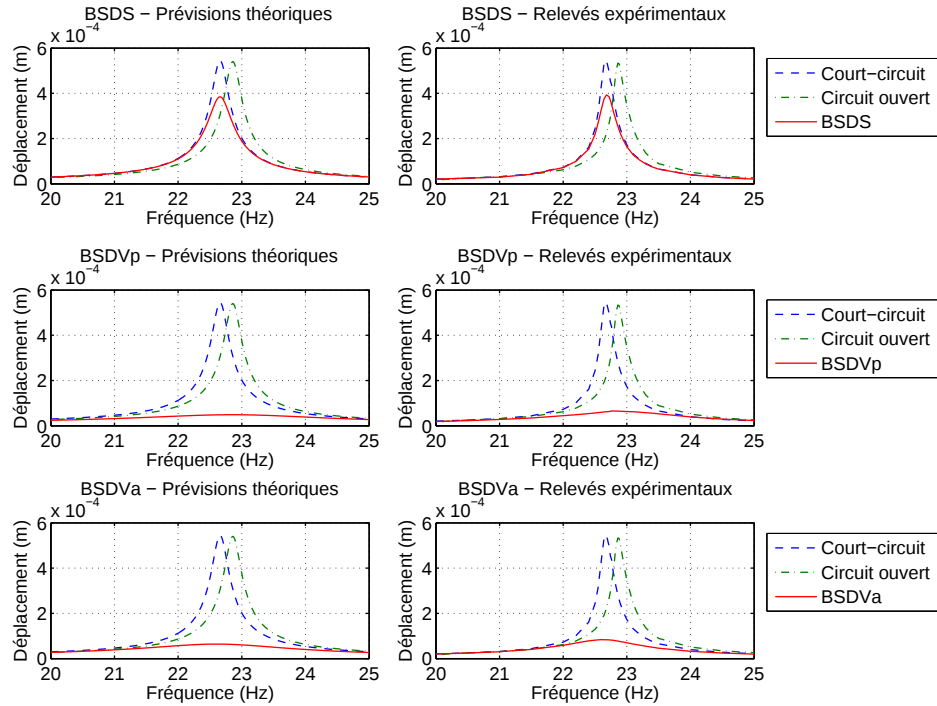


FIGURE A.12 – Fonctions de transfert théoriques et expérimentales des techniques BSD

Le second jeu de mesures consiste à faire varier le coefficient de hachage n et d'évaluer l'amortissement à la résonance. Les résultats théoriques et expérimentaux sont présentés dans la Fig. (A.13). Comme prévu, l'amortissement est une fonction décroissante de n pour le contrôle BSDS et le contrôle BSDVa, alors qu'il est à peu près constant sur une plage relativement large de coefficient de hachage pour le contrôle BSDVp.

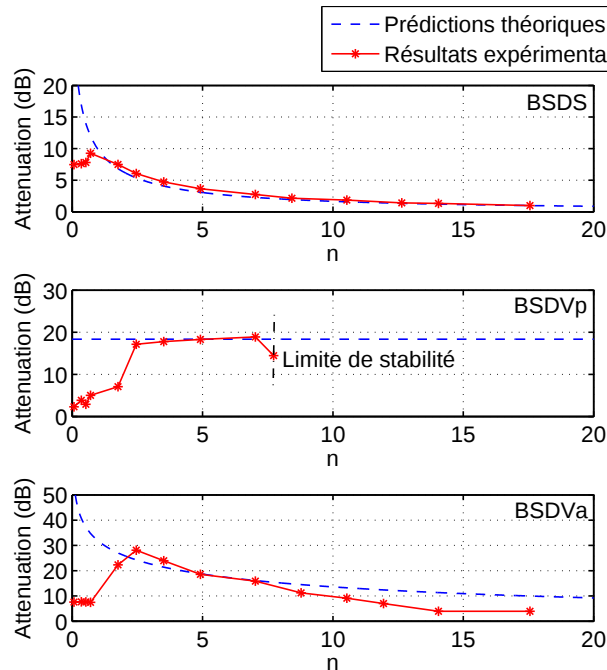


FIGURE A.13 – Atténuations théoriques et expérimentales des techniques BSD en fonctions du coefficient de hachage n

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

Conclusion

Cette annexe présente une nouvelle méthode de contrôle semi-active par commutation non synchronisée. Baptisée BSD pour *Blind Switch Damping*, cette méthode consiste à commuter l'élément piézoélectrique sur un circuit électrique à une fréquence relativement élevée par rapport à la fréquence de vibration. Cette opération permet d'effectuer à moindre coût une différentiation de la tension piézoélectrique en circuit ouvert, créant une tension en phase avec la vitesse. Cette tension exerce ainsi un effet de frottement visqueux amortissant les vibrations de la structure. De plus, une telle technique permet de contrôler le contenu fréquentiel de la tension piézoélectrique, contrairement aux techniques SSD et SSSC qui introduisent des harmoniques impaires. En effet, la commutation peut être vue comme une modulation de la tension et par conséquent l'apparition des raies est contrôlée par le coefficient de hachage.

Trois techniques dérivées de ce principe ont été développées.

La première, dénommée BSDS (*Blind Switch Damping on Short-circuit*) consiste à commuter sur un court-circuit. Cette méthode, bien que ne nécessitant aucun apport d'énergie présente cependant un amortissement limité. Les deux autres méthodes proposées sur la base du BSD consistent à ajouter une source de tension lors d'une commutation sur deux, conduisant à la notion de BSDV (*Blind Switch Damping on Voltage source*). La différentiation est toujours effectuée par une commutation sur court-circuit, mais la commutation suivante s'effectue sur lesdites sources de tension. Selon que la tension soit proportionnelle à l'amplitude de déplacement (BSDVp - *Blind Switch Damping on Piecewise constant Voltage source*) ou à la valeur de la tension juste avant la commutation (BSDVa - *Blind Switch Damping on Adaptive Voltage source*), l'atténuation obtenue est augmentée par l'accroissement artificiel de la tension (provoqué par la commutation sur source de tension). Le contenu harmonique est bien mieux maîtrisé dans le cas du BSDVa, alors que l'enveloppe en créneau à la fréquence de vibration du BSDVp crée la présence d'harmoniques impaires.

Ces deux méthodes peuvent fonctionner sur un principe d'apport/récupération d'énergie, l'apport étant effectué lors de la commutation sur source de tension et la récupération lors de la commutation

sur court-circuit, ce qui rend ces techniques très peu consommatrices d'énergie.

Bien que cela n'ait pas été explicitement démontré, les techniques BSD permettent un contrôle multimodal efficace, grâce à la différenciation naturelle induite par la commutation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. Sassi, K. Cherif, L. Mezghani, M. Thomas, and A. Kotrane. An innovative magnetorheological damper for automotive suspension : from design to experimental characterization. *Smart Materials and Structures*, 14 :811–822, 2005. (Cité page 3.)
- [2] G. Aydar, C.A. Evrensel, F. Gordaninejad, and A. Fuchs. A low force magneto-rheological (mr) fluid damper : Design, fabrication and characterization. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 18(12) :1155–1160, 2007. (Cité page 3.)
- [3] Iischer Collectif. *Traité des matériaux, numéro 19 : Matériaux émergents*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 2001. (Cité pages 6 et 175.)
- [4] G.D. Liu, Z.H. Liu, X.F. Dai, S.Y. Yu, J.L. Chen, and Wu G.H. Investigation on ferromagnetic shape memory alloys. *Science and Technology of Advanced Materials*, 6(7) :772–777, 2005. (Cité page 5.)
- [5] M.A. Marioni, R.C. O’Handley, S.R. Hall, D.I. Paul, M.L. Richard, J. Feuchtwanger, B.W. Peterson, J.M. Chambers, and R. Techapiesancharoengkij. The ferromagnetic shape-memory effect in ni-mn-ga. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia (JEMS’ 04)*, 290-291 :35–41, 2005. (Cité page 5.)
- [6] W. H. Wang, G. H. Wu, J. L. Chen, C. H. Yu, S. X. Gao, W. S. Zhan, Z. Wang, Z. Y Gao, Y. F. Zheng, and L. C. Zhao. Stress-free two-way thermoelastic shape memory and field-enhanced strain in ni₅₂mn₂₄ga₂₄ single crystals. *Applied Physics Letters*, 77(20) :3245, 2000. (Cité page 5.)
- [7] B. Culshaw. *Smart structures and materials*. Artech House Publishers, 1996. (Cité page 7.)
- [8] R. B. Williams, D. J. Inman, M. R. Schultz, M.W. Hyer, and W. K. Wilkie. Nonlinear tensile and shear behavior of macro fiber composite actuators. *Journal of Composite Materials*, 38 :855–869, 2004. (Cité page 7.)
- [9] R. B. Williams, G. Park, D. J. Inman, and W. K. Wilkie. An overview of composite actuators with piezoceramic fibers. In *Proceedings of IMACXX : A Conference on Structural Dynamics, International Society for Optical Engineering (SPIE)*, volume 47531, pages 421–427, 2002. (Cité page 8.)
- [10] E.F. Crawley and J. De Luis. Use of piezoelectric actuators as elements of intelligent structures. *AIAA Journal*, 25(10) :1373–1385, 1987. (Cité page 8.)

- [11] I. Chopra. Review of state-of-art of smart structures and integrated systems. *AIAA Journal*, 40(11) :2145–2187, 2002. (Cité page 8.)
- [12] A. Preumont, A. Francois, P. De Man, N. Loix, and K. Henriouille. Distributed sensors with piezoelectric films in design of spatial filters for structural control. *Journal of Sound and Vibration*, 282(3-5) :701–712, 2005. (Cité pages 8 et 10.)
- [13] K.K. Shung, J.M. Cannata, and Q.F. Zhou. Piezoelectric materials for high frequency medical imaging applications : A review. *Journal of Electroceramics*, 19(1) :139–145, 2007. (Cité page 8.)
- [14] B. Z. Janos and N. W. Hagood. Overview of active fiber composites technologies. In *Proceedings of the 6th International Conference on New Actuators*, pages 193–197, 1998. (Cité page 8.)
- [15] A.A. Bent. *Active fiber composites for structural actuation*. PhD thesis, Massachusetts Institute of Technology. Dept. of Aeronautics and Astronautics, 1997. (Cité page 9.)
- [16] H Kuwabara. Us patent, sports implement, amusement tool, and training tool, 2005. (Cité page 9.)
- [17] P. Lueg. Us patent, process of silencing sound oscillator, 1936. (Cité page 9.)
- [18] P.A. Nelson and S.J. Elliott. *Active control of sound*. Elsevier, 2005. (Cité page 10.)
- [19] 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. (Cité page 10.)
- [20] L. Fanson and T.K. Caughey. Positive position feedback control for large space structures. *AIAA Journal*, 28(4) :717–724, 1990. (Cité page 10.)
- [21] A. Preumont. *Vibration Control of Active Structures, An Introduction*. Kluwer Academic Publishers Group, second edition, 2002. (Cité page 10.)
- [22] G. J. Balas and J. C. Doyle. Collocated versus non-collocated multi-variable control for flexible structure. In *American Control Conference Proceedings*, 1990. (Cité page 10.)
- [23] 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.)
- [24] D. MacMartin. Collocated structural control for reduction of aircraft cabin noise. *Journal of Sound and Vibration*, 190(1) :105–119, 1996. (Cité page 10.)
- [25] 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. (Cité page 10.)
- [26] 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. (Cité page 10.)

- [27] 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. (Cité page 11.)
- [28] T.T. Soong and J.C.H. Chang. Active vibration control of large flexible structures. In *Shock and Vibration Inform. Center The Shock and Vibration Bull*, 52(4) :47–54, 0. (Cité page 11.)
- [29] E.R. Barnes. Necessary and sufficient optimality conditions for a class of distributed parameter control systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 9(1) :62–82, 1971. (Cité page 11.)
- [30] J.C. Doyle, K. Glover, P.P. Khargonekar, and B.A. Francis. State-space solutions to standard h_2 and h_∞ control problems. In *IEEE, Transactions on Automatic Control*, volume 34, pages 831–847, 1989. (Cité page 11.)
- [31] K. Glover and J.C. Doyle. State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an h norm bound and relations to risk sensitivity. *Systems & Control Letters*, 11(3) :167–172, 1988. (Cité page 11.)
- [32] M. Jeanneau, D. Alazard, and Mouyon P. A semi adaptive frequency control law for flexible structures. In *Proceedings of the American Control Conference*, 1999. (Cité page 11.)
- [33] W.J. Rugh. Analytical framework for gain scheduling. In *IEEE Control System Magazine*, volume 11, pages 79–84, 1991. (Cité page 12.)
- [34] S. Bochart. Contrôle actif par composants piézo-électriques de structures souples en grands déplacements. Master's thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2002. (Cité page 12.)
- [35] 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. (Cité pages 12 et 18.)
- [36] W.J. Rugh and J.S. Shamma. Research on gain scheduling. *Automatica*, 36 :1401–1425, 2000. (Cité page 12.)
- [37] C.A. Desoer. Slowly varying system $\dot{x} = a(t)x$. In *IEEE, Transactions on Automatic Control*, volume 14, pages 780–781, 1969. (Cité page 12.)
- [38] L.A. Zadeh. Fuzzy sets. *Information and Control*, 8 :338–353, 1965. (Cité page 12.)
- [39] M.K. Kwak and D. Sciulli. Fuzzy-logic based vibration suppression control experiments on active structures. *Journal of Sound and Vibration*, 191(1) :15–28, 1996. (Cité page 12.)
- [40] E.H. Mamdani. Application of fuzzy algorithms for the control of a dynamic plant. In *Proceedings of IEEE*, number 121, pages 1585–1588, 1974. (Cité page 12.)
- [41] F. Matichard and L. Gaudiller. Improvement of potential energy exchange using nonlinear control. *Advanced Intelligent Mechatronics. Proceedings, 2005 IEEE/ASME International Conference on*, 1 :807–812, July 2005. (Cité page 12.)

- [42] F. Matichard and L. Gaudiller. Optimal kinetic energy dissipation using a fuzzy modal method. In *Eurodyn Congress*, pages 1557–1562, Paris, France, September 2005. (Cité page 12.)
- [43] T.M. Guerra and W. Perruquetti. Non quadratic stabilisation of discrete takagi sugeno fuzzy models. In *IEEE Fuzzy'01*, pages 1271–1274, 2001. (Cité page 12.)
- [44] A. Olleroa, J. Aracila, and A. García-Cerezo. Robust design of rule-based fuzzy controllers. *Fuzzy Sets and Systems*, 70(2-3) :249–273, 1995. (Cité page 12.)
- [45] M. Malhis, L. Gaudiller, and J. Der Hagopian. Fuzzy modal active control of flexible structures. *Journal of Vibration and Control*, 11(1) :67–88, 2005. (Cité page 12.)
- [46] Q. Wenzhong, S. Jincai, and Q. Yang. Active control of vibration using a fuzzy control method. *Journal of Sound and Vibration*, 275(3-5) :917–930, 2004. (Cité page 12.)
- [47] L. Gaudiller and F. Matichard. 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. (Cité pages 12 et 18.)
- [48] L. Gaudiller and F. Matichard. 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. (Cité pages 12 et 18.)
- [49] R. L. Forward. Electronic damping of vibrations in optical structures. *Applied Optics*, 18(5) :690–697, 1979. (Cité page 13.)
- [50] 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. (Cité page 13.)
- [51] 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. (Cité page 13.)
- [52] C.H. Park and D.J. Inman. Enhanced piezoelectric shunt design. *Shock and Vibration*, 10(2) :127–133, 2003. (Cité page 13.)
- [53] A. J. Fleming and S. O. R. Moheimani. Adaptive piezoelectric shunt damping. *IOP Smart Materials and Structures*, 12 :36–48, 2003. (Cité page 13.)
- [54] G. Caruso. A critical analysis of electric shunt circuits employed in piezoelectric passive vibration damping. *Smart Materials and Structures*, 10(5) :1059–1068, 2001. (Cité page 13.)
- [55] 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. (Cité page 13.)
- [56] J. J. Hollkamp. Multimodal passive vibration suppression with piezoelectric materials and resonant shunts. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5 :49–57, 1994. (Cité page 13.)

- [57] 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. (Cité page 14.)
- [58] 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. (Cité page 14.)
- [59] 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. (Cité page 14.)
- [60] 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. (Cité page 14.)
- [61] 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. (Cité page 15.)
- [62] 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. (Cité page 15.)
- [63] 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. (Cité pages 15 et 17.)
- [64] 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. (Cité page 15.)
- [65] 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. (Cité pages 15 et 16.)
- [66] T. Monnier, P. Guy, M. Lallart, L. Petit, D. Guyomar, and C. Richard. Optimization of signal pre-processing for the integration of cost-effective local intelligence in wireless self-powered structural health monitoring. *Advances in Science and Technology*, 56 :459–468, 2008. (Cité page 15.)
- [67] 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. (Cité pages 15 et 16.)
- [68] W.W. Clark. Vibration control with state-switched piezoelectric materials. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 11(4) :263–271, 2000. (Cité page 15.)
- [69] D. Niederberger, M. Morari, and S. Pietrzko. A new control approach for switching shunt damping. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2004. (Cité page 15.)

- [70] 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. (Cité page 15.)
- [71] 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. (Cité pages 15 et 16.)
- [72] 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. (Cité page 16.)
- [73] 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. (Cité page 16.)
- [74] 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. (Cité page 16.)
- [75] 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. (Cité page 17.)
- [76] 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. (Cité page 17.)
- [77] L. Meirovitch. *Dynamics and control of structures* , New York (1990). John Wiley & Sons, 1990. (Cité page 18.)
- [78] M. Balas. Feedback control of flexible systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 23(4) :673–679, Aug 1978. (Cité pages 18 et 73.)
- [79] L. Meirovitch and H. Baruh. The implementation of modal filters for control of structures. *Journal of Guidance*, 8(6) :707–716, 1985. (Cité page 18.)
- [80] D. Luenberger. An introduction to observers. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 16(6) :596–602, 1971. (Cité pages 18 et 69.)
- [81] 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. (Cité page 18.)
- [82] C. Mei and B.R. Mace. Reduction of control spillover in active vibration control of distributed structures using multioptimal schemes. *Journal of Sound and Vibration*, 251(1) :184–192, 2002. (Cité page 18.)
- [83] 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. (Cité page 18.)
- [84] 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. (Cité page 18.)

- [85] L. Ruet. Active control and sensor noise filtration duality application to advanced ligo suspension. Master's thesis, MIT, 2007. (Cité page 18.)
- [86] V. Piefort. Finite element modeling of piezoelectric active structures. Master's thesis, Université Libre de Bruxelles, 2001. (Cité page 24.)
- [87] H. Alik and T.J.R. Hughes. Finite element method for piezoelectric vibration. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*, 2 :151–157, 1970. (Cité page 24.)
- [88] Standart 176. ANSI/IEEE, IEEE Standard on Piezoelectricity, Institute of Electrical and Electronic Engineers, 1987. (Cité pages 24 et 50.)
- [89] M. Naillon, F. Besnier, and R.H. Coursant. Finite element analysis of narrow piezoelectric parallelepiped vibrations energetical coupling modeling. *Ultrasonics Symposium*, 1 :773–777, 1983. (Cité page 32.)
- [90] S.L. Padula and R.K. Kincaid. Optimization strategies for sensor and actuator placement. Technical report, NASA Langley Technical Report Server, 1999. (Cité page 35.)
- [91] A. Preumont, J.P. Dufour, and C. Malekian. Active damping by a local force feedback with piezoelectric actuators. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 15(2) :390–395, 1992. (Cité page 36.)
- [92] D. Georges. The use of observability and controllability grammians or functions for optimal sensor and actuator location in finite-dimensional systems. In *Decision and Control, Proceedings of the 34th IEEE Conference on*, volume 4, pages 3319 – 3324, 1995. (Cité page 36.)
- [93] R. Samar and I. Postlethwaite. Multivariable controller design for a high performance aero-engine. In *Control '94. International Conference on*, 1994. (Cité page 36.)
- [94] M.L. DeLorenzo. Sensor and actuator selection for large space structure control. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 13 :249–257, 1990. (Cité page 36.)
- [95] T.E. Alberts, T.V. DuBois, and H.R. Pota. Experimental verification of transfer functions for a slewing piezoelectric laminate beam. *Control Engineering Practice*, 3(2) :163 – 170, 1995. (Cité page 42.)
- [96] C.H. Gerhold and R. Rocha. Modelling, identification, and passivity based robust control of piezo-actuated flexible beam. *ASME Journal of Vibration and Acoustics*, 126 :260–271, 2004. (Cité page 42.)
- [97] M. Porfiri, C. Maurini, and J. Pouget. Identification of electromechanical modal parameters of linear piezoelectric structures. *Smart Materials and Structures*, 16(2) :323–331, 2007. (Cité page 42.)
- [98] M. S. Tsai and K. W. Wang. On the structural damping characteristics of active piezoelectric actuators with passive shunt. *Journal of Sound and Vibration*, 221(1) :1–22, 1999. (Cité page 42.)
- [99] S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. New semi-active multi-modal vibration control using piezoceramic components. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, In Press :o, 2009. (Cité page 64.)

- [100] S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Multimodal control of smart structures based on semi-passive techniques and modal observer. *Motion and Vibration Control : Selected Papers from MOVIC 2008*, 1 :113–122, 2009. (Cité page 64.)
- [101] S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Semi-active control of a targeted mode of smart structures submitted to multimodal excitation. In *9th International Conference on Motion and Vibration Control, Tech Univ Munchen*, 2008. (Cité page 64.)
- [102] A. Badel. *Récupération d'énergie et contrôle vibratoire par éléments piézo-électriques suivant une approche non linéaire*. PhD thesis, Université de Savoie, 2008. (Cité pages 68 et 146.)
- [103] D. Luenberger. Observers for multivariable systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 2 :190–197, 1966. (Cité page 69.)
- [104] B. L. Walcott, M. J. Corless, and S. H. Zak.. Int. J. of Control, () :. Comparative study of nonlinear state observation techniques. *International Journal of Control*, 45(6) :2109–2132, 1987. (Cité page 69.)
- [105] E. A. Misawa and J. K. Hedrick. Nonlinear observers-a state of the art survey. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 111 :344–352, 1989. (Cité page 69.)
- [106] M. Lallart, S. Harari, L. Petit, D. Guyomar, T. Richard, C. Richard, and L. Gaudiller. Blind switch damping (bsd) : a self-adaptive semi-active damping technique. *Journal of Sound and Vibration*, In Press :0, 2009. (Cité pages 78 et 151.)
- [107] Standard 610. IEEE 12 - IEEE Standard on Piezoelectricity, Institute of Electrical and Electronic Engineers, 1990. (Cité page 82.)
- [108] S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Hybrid active/semi-active modal control of smart structures. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009. (Cité page 88.)
- [109] C. Richard, S. Harari, and L. Gaudiller. Enhanced piezoelectric voltage build-up for semi-active control of smart structures. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009. (Cité page 88.)
- [110] L. Gaudiller, S. Harari, and C. Richard. Low energy multimodal semi-active control minimizing the number of transducers. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009. (Cité page 88.)
- [111] Poh S. Baz, A. and P. Studer. Modified independent modal space control method for active control of flexible systems. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part C. Mechanical engineering science*, 203(3) :103–112, 1989. (Cité page 102.)
- [112] A. Baz and S. Poh. Performance of an active control system with piezoelectric actuators. *Journal of Sound and Vibration*, 126 :327–343, 1988. (Cité page 102.)
- [113] A. Baz and S. Poh. Experimental implementation of the modified independent space control method. *Journal of Sound and Vibration*, 139 :133–149, 1990. (Cité page 102.)
- [114] J.Q. Fang, Q.S. Li, and A.P. Jeary. Modified independent modal space control of m.d.o.f systems. *Journal of Sound and Vibration*, 261 :421–441, 2002. (Cité page 102.)

- [115] J.H. Hwang, J.S. Kim, and S.H. Baek. A method for reduction of number of actuators in independent modal space control. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 13(1) :42–49, 2008. (Cité page 102.)
- [116] F. Jay. *The IEEE Standard Dictionary of Electrical & Electronics Terms*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 6 edition, 1996. (Cité page 124.)
- [117] M. Lallart. Amélioration de la conversion électroactive de matériaux piézoélectriques et pyroélectriques pour le contrôle vibratoire et la récupération d'énergie - application au contrôle de santé structurale auto-alimenté. Master's thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008. (Cité page 151.)

LISTE DES PUBLICATIONS

ARTICLES

S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. New semi-active multi-modal vibration control using piezoceramic components. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, In Press :2009.

M. Lallart, S. Harari, L. Petit, D. Guyomar, T. Richard, C. Richard, and L. Gaudiller. Blind switch damping (bsd) : a self-adaptive semiactive damping technique. *Journal of Sound and Vibration*, In Press :2009.

S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Multimodal control of smart structures based on semi-passive techniques and modal observer. *Motion and Vibration Control : Selected Papers from MOVIC 2008*, 1 :113-122, 2009.

CONGRÈS

S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Semi-active control of a targeted mode of smart structures submitted to multimodal excitation. In *9th International Conference on Motion and Vibration Control*, Tech Univ Munchen, 2008.

S. Harari, C. Richard, and L. Gaudiller. Hybrid active/semi-active modal control of smart structures. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009.

C. Richard, S. Harari, and L. Gaudiller. Enhanced piezoelectric voltage build-up for semi-active control of smart structures. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009.

L. Gaudiller, S. Harari, and C. Richard. Low energy multimodal semi-active control minimizing the number of transducers. In *Proceedings of SPIE Smart Structures and Materials*, 2009.

LISTE DES FIGURES

1.1	L'étouffeur dynamique accordé de la tour de Taipei 101 . . .	2
1.2	Une suspension magnétorhéologique en place sur un hauban du pont Franjo Tudjman à Dubrovnik	3
1.3	Matériaux dissipatifs dans une automobile	4
1.4	Renforts antisismiques réalisés avec des AMF : une "première" mondiale appliquée au tympan de la basilique St-François.	5
1.5	Travail de préparation de la mise en place des dispositifs AMF.	5
1.6	Différents couplages multi-physiques à la base des matériaux intelligents - Tableau issu de [3]	6
1.7	Raquette HEAD intellifiber utilisant des fibres piézoélectriques contrôlées par un microprocesseur.	9
1.8	Différentes topologies de contrôle passif	14
1.9	Schéma du contrôle de la fréquence de résonance par commutation de capacités	16
1.10	Schéma du state switching et du SSDS, du SSDI et du SSDV	17
1.11	Forme du déplacement, de la vitesse et de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique	17
1.12	Etapas et originalité de la these	20
1.13	Performance obtenue et énergie requise des différents contrôles testés au cours de cette thèse. Les méthodes développées au cours de cette thèse sont signalés par un fond gris.	20
2.1	Schéma d'un barreau long comprimé selon sa direction de polarisation	25
2.2	Convention générateur	26
2.3	Amplificateur de tension	29
2.4	Amplificateur de charge	29
2.5	Evolution du coefficient de couplage des trois premiers modes de flexion en fonction de l'épaisseur et de la longueur de la poutre	34

2.6	Comparaison des formes modales du troisième mode de vibration pour une longueur de structure de 30 cm (courbe bleue) et pour une longueur de structure de 25 cm (courbe rouge)	35
2.7	Différences de fréquences entre les différents modes en fonction de l'épaisseur et de la longueur de la poutre - mode 1, 2 et 4 : mode de flexion - mode 3 et 5 : mode de torsion	35
2.8	Coefficient de couplage k calculé pour les 3 premiers modes de la structure	37
2.9	Critère d'optimisation J_1 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 3 premiers modes	37
2.10	Critère d'optimisation J_1 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 6 premiers modes	38
2.11	Critère d'optimisation J_2 du positionnement des capteurs piézoélectriques calculé sur les 6 premiers modes	39
2.12	Configuration de la structure encastree libre	40
2.13	Photographie de la structure encastree libre	40
2.14	Organigramme des trois méthodes de calcul du coefficient électromécanique	48
2.15	texte	49
2.16	texte	49
2.17	Mesure de l'admittance des éléments piézoélectriques	50
2.18	Trois premiers modes de la Base mode de la structure	52
2.19	Coefficient électromécanique piézoélectrique obtenu par simulation et expérimentation pour le premier, deuxième et troisième mode	53
2.20	Spectres de la tension des éléments piézoélectriques 2 et 3 obtenu par un choc. Comparaison des courbes obtenues expérimentalement (en noir) et par simulation grâce au modèle identifié expérimentalement (en rouge).	54
3.1	Circuit SSDI	65
3.2	Principe du contrôle SSDI	66
3.3	Fonction créneau	67
3.4	Contrôle SSDI - Inversion de la tension sur tous les extremums de tension - Cas où l'excitation porte sur deux modes	68
3.5	Allure de la tension V aux bornes de l'élément piézoélectrique lorsque l'inversion est ciblée sur le déplacement modal du premier mode q_1	70
3.6	Principe du contrôle semi-actif modal (Modes l, m, n ciblés)	71
3.7	Principe du contrôle SSDI Modal	72
3.8	Allure de la tension simulée aux bornes de l'actionneur en régime établi lorsque la structure est non contrôlée (en rouge) et lorsqu'un des deux modes est ciblé par le contrôle (en noir) - Les simulations sont effectuées en boucle ouverte - Excitation sinusoïdale sur deux modes	73
3.9	Dispositif expérimental - Vue réelle	75
3.10	Dispositif expérimental - Schéma	76

3.11	Réponses harmoniques expérimentales de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal (courbe rouge) sur le mode 1 (figure de gauche) et le mode 2 (figure de droite)	76
3.12	Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2	77
3.13	Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2	78
3.14	Tension aux bornes de l'actionneur lorsque la structure n'est pas contrôlée - Amplitude faible du mode 2 devant celle du mode 1	79
3.15	Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	80
3.16	Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	80
3.17	Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque les deux premiers modes de la structure excitée en large bande sont contrôlés	81
3.18	Simulation du spectre de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque les deux premiers modes de la structure excitée en large bande sont contrôlés	82
3.19	Tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande sont contrôlés	82
3.20	Test expérimental de la robustesse par variation paramétrique des fréquences lorsque les modes 1 et 2 sont ciblés par le contrôle	83
4.1	Cycles énergétiques des techniques SSD à amplitudes de vibration normalisées	90
4.2	Allure du déplacement modal et de la tension aux bornes d'un actionneur contrôlé par la loi de contrôle SSDIMax	92
4.3	Principe de l'algorithme utilisé pour le contrôle SSDIMax	93
4.4	Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 1 ciblé par les contrôles SSDI modal et SSDI Max	95
4.5	Déplacements modaux q_1 et q_2 et tension aux bornes de l'actionneur lorsque le mode 1 est ciblé par le contrôle - Excitation sinusoïdale ciblée sur les fréquences de résonance 1 et 2	96
4.6	Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 2 ciblé par les contrôles SSDI modal et SSDI Max	96
4.7	Atténuations des déplacements modaux q_1 et q_2 en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale sur les modes 1 et 2, mode 1 et 2 ciblés par les contrôles SSDI modal et SSDI Max	97

4.8	Déplacement modal q_1 , tension aux bornes du capteur et de l'actionneur en fonction du temps.	98
4.9	Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	99
4.10	Spectre de la tension mesurée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	99
4.11	Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le premier mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	99
4.12	Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure excitée en large bande est contrôlé	100
4.13	Spectre expérimental de la tension aux bornes du capteur 1 lorsque le premier et le second mode de la structure excitée en large bande sont contrôlés	100
4.14	Principe du contrôle à temps réparti	103
4.15	Contrôle à temps réparti - Excitation sinusoïdale sur les deux premiers modes de la structure	105
4.16	Energie modale en fonction du temps - Contrôle à temps réparti - Excitation sinusoïdale sur les deux premiers modes de la structure	106
4.17	Atténuation du premier et du second mode de la structure en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2 - Excitation sinusoïdale centrée sur les deux premières fréquences de résonance	107
4.18	Energie modale en fonction du rapport des énergies modales E_1 et E_2	108
4.19	Simulation - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé	108
4.20	Réponse harmonique simulée de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal à temps réparti (courbe rouge) - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé	109
4.21	Réponse harmonique expérimentale de la structure non contrôlée (courbe noire) et contrôlée par un contrôle SSDI modal à temps réparti (courbe rouge) - Excitation par un choc - 1 seul actionneur utilisé	110
4.22	Test expérimental de robustesse lorsque le premier mode et le second mode sont contrôlés simultanément avec la méthode à temps réparti - Excitation par un choc	111
4.23	Principe du contrôle hybride	114
4.24	Spectre de la tension simulée aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure est ciblé par un contrôle actif ou un contrôle hybride	115
4.25	Spectre de la tension mesurée expérimentalement aux bornes du capteur 1 lorsque le second mode de la structure est ciblé par un contrôle actif ou un contrôle hybride	116
4.26	Tension simulée aux bornes de l'actionneur pilotant le contrôle actif	116

4.27	Tension simulée de commande appliquée sur l'actionneur pilotant le contrôle actif et atténuation obtenue sur le mode 2 mesurée aux bornes du capteur 1	117
4.28	Tensions de commande appliquées à l'actionneur actif pour alimenter le contrôle actif ou le contrôle hybride en fonction de l'atténuation du mode 2 mesurée par la tension aux bornes du capteur 1	118
5.1	Bilan énergétique	123
5.2	Courant, tension et puissance dans un circuit purement résistif	124
5.3	Courant, tension et puissance dans un circuit purement inductif	124
5.4	Courant, tension et puissance dans un circuit passif	125
5.5	Texte	128
5.6	Intensité et tension d'une structure soumise à une excitation large bande et contrôlée par la méthode SSDI modal correspondant à une atténuation de 13 dB	129
5.7	Puissance et énergie d'une structure soumise à une excitation large bande et contrôlée par la méthode SSDI modale correspondant à une atténuation de 13,2 dB	130
5.8	texte	131
5.9	texte	132
5.10	Tension et Puissance échangées entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du déplacement modal du second mode q_2 . Ces résultats sont obtenus pour une excitation large bande (un choc réalisé par une bille métallique) par contrôle actif modal (courbes bleues) ou contrôle hybride modal (courbes rouges) du mode 2.	133
5.11	Energie échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'atténuation du déplacement modal du second mode q_2 . Le mode 1 est soit non contrôlé (figure de gauche) soit contrôlé par un contrôle actif modal (figure de droite). Le mode 2 est soit contrôlé par un contrôle actif modal (courbes bleues) soit contrôlé par un contrôle hybride modal (courbes rouges). Ces résultats sont obtenus pour une excitation large bande (un choc réalisé par une bille métallique).	133
5.12	Energie échangée entre l'actionneur actif et l'amplificateur en fonction de l'amortissement du déplacement modal du second mode q_2 . Ces résultats sont obtenus expérimentalement et par calcul. L'énergie extraite a été calculée à un coefficient près, coefficient déterminé par dichotomie.	135
A.1	Figure logique	149
A.2	Tableau des différentes combinaisons possibles composant l'algorithme du contrôle SSDIMax	150
A.3	Formes d'ondes typiques de la technique BSDS ($n = 20$)	152
A.4	Atténuation théorique obtenue par la technique BSDS	153
A.5	Schéma de la technique BSDV	154
A.6	Formes d'ondes typiques de la technique BSDV	154

A.7	formes d'ondes typiques de la technique BSDVp ($n = 20$) . .	156
A.8	Atténuation théorique obtenue par la technique BSDVp . .	157
A.9	Formes d'ondes typiques de la technique BSDVa ($n = 20$) . .	158
A.10	Photographie de la structure encastree libre	161
A.11	Formes d'ondes expérimentales des techniques BSD	161
A.12	Fonctions de transfert théoriques et expérimentales des techniques BSD	162
A.13	Atténuations théoriques et expérimentales des techniques BSD en fonctions du coefficient de hachage n	162

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Dimensions des matrices de paramètre utilisés dans les équations d'état	28
2.2	Caractéristiques de la structure instrumentée d'éléments piézoélectriques	41
2.3	Identification des paramètres	45
2.4	Coefficient électromécanique θ	53
2.5	Equipement utilisé lors de l'identification expérimentale du coefficient électromécanique par les méthodes MDOC et OC/CC	58
2.6	Comparaison des trois méthodes mises en oeuvre et permettant la détermination du coefficient électromécanique θ . . .	59
2.7	Capacité des différents éléments piézoélectriques en fonction de leur condition aux limites.	60
2.8	Caractéristiques dynamiques de la structure identifiée . . .	61
3.1	Paramètres liés à l'inversion électrique du contrôle SSDI modal	74
3.2	Réglage de l'observateur modal	75
3.3	Atténuation théorique et expérimentale	85
4.1	Termes énergétiques	90
6.1	Caractéristiques des différentes méthodes de contrôle de vibration utilisées ou élaborées	141
6.2	Caractéristiques des différentes méthodes de contrôle de vibration utilisées ou élaborées	142
6.3	Comparaisons en simulation des différentes méthodes de contrôle de vibration - Excitation ciblée à 6 cm de l'encastrement	143
A.1	Signification des variables utilisées	148
A.2	Table logique	149
A.3	Paramètres expérimentaux des techniques de contrôle BSD	160