

Thèse

Contrôles modaux actif, semi-adaptatif et semi-actif de structures intelligentes embarquées Application aux cartes électroniques

présentée devant
L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

pour obtenir
le grade de docteur

Ecole doctorale : MEGA
Spécialité : Génie Mécanique

par
Baptiste CHOMETTE

Soutenue le 27 Novembre 2008 devant la Commission d'examen

ALAZARD Daniel	Professeur, ISAE	Rapporteur
COLLET Manuel	Chargé de recherches-HDR, FEMTO.ST/CNRS	Examineur
DESSENDIER Philippe	Ingénieur, Responsable EE&F, MBDA-France	Examineur
GAUDILLER Luc	Professeur, INSA Lyon, LaMCoS/CNRS	Directeur de thèse
GOLINVAL Jean Claude	Professeur, Université de Liège	Rapporteur
REMOND Didier	Maître de conférences-HDR, INSA Lyon, LaMCoS/CNRS	Examineur

CHESNE Simon	Maître de conférences, INSA Lyon, LaMCoS/CNRS	Membre invité
SUDANT Romain	Ingénieur, MBDA-France	Membre invité

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

INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE LYON

Directeur : STORCK A.

Professeurs :

AMGHAR Y.	LIRIS
AUDISIO S.	PHYSICOCHIMIE INDUSTRIELLE
BABOT D.	CONT. NON DESTR. PAR RAYONNEMENTS IONISANTS
BABOUX J.C.	GEMPPM***
BALLAND B.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
BAPTISTE P.	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
BARBIER D.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
BASKURT A.	LIRIS
BASTIDE J.P.	LAEPSI****
BAYADA G.	MECANIQUE DES CONTACTS
BENADDA B.	LAEPSI****
BETEMPS M.	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
BIENNIER F.	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
BLANCHARD J.M.	LAEPSI****
BOISSE P.	LAMCOS
BOISSON C.	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
BOIVIN M.	(Prof. émérite) MECANIQUE DES SOLIDES
BOTTA H.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Développement Urbain
BOTTA-ZIMMERMANN M.	(Mme) UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Développement Urbain
BOULAYE G.	(Prof. émérite) INFORMATIQUE
BOYER J.C.	MECANIQUE DES SOLIDES
BRAU J.	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Thermique du bâtiment
BREMOND G.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
BRISAUD M.	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
BRUNET M.	MECANIQUE DES SOLIDES
BRUNIE L.	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
BUFFIERE J-Y.	GEMPPM***
BUREAU J.C.	CEGELY*
CAMPAGNE J-P.	PRISMA
CAVAILLE J.Y.	GEMPPM***
CHAMPAGNE J-Y.	LMFA
CHANTE J.P.	CEGELY*- Composants de puissance et applications
CHOCAT B.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Hydrologie urbaine
COMBESCURE A.	MECANIQUE DES CONTACTS
COURBON	GEMPPM
COUSIN M.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
DAUMAS F.	(Mme) CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Energétique et Thermique
DJERAN-MAIGRE I.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL
DOUTHEAU A.	CHIMIE ORGANIQUE
DUBUY-MASSARD N.	ESCHIL
DUFOUR R.	MECANIQUE DES STRUCTURES
DUPUY J.C.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
EMPTOZ H.	RECONNAISSANCE DE FORMES ET VISION
ESNOUF C.	GEMPPM***
EYRAUD L.	(Prof. émérite) GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
FANTOZZI G.	GEMPPM***
FAVREL J.	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
FAYARD J.M.	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
FAYET M.	(Prof. émérite) MECANIQUE DES SOLIDES
FAZEKAS A.	GEMPPM
FERRARIS-BESSO G.	MECANIQUE DES STRUCTURES
FLAMAND L.	MECANIQUE DES CONTACTS
FLEURY E.	CITI
FLORY A.	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATIONS
FOUGERES R.	GEMPPM***
FOUQUET F.	GEMPPM***
FRECON L.	(Prof. Em.) REGROUPEMENT DES ENSEIGNANTS CHERCHEURS ISOLÉS
GAUDILLER L.	MECANIQUE DES STRUCTURES
GERARD J.F.	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
GERMAIN P.	LAEPSI****
GIMENEZ G.	CREATIS**
GOBIN P.F.	(Prof. émérite) GEMPPM***
GONNARD P.	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
GONTRAND M.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
GOUTTE R.	(Prof. émérite) CREATIS**
GOJON L.	GEMPPM***
GOURDON R.	LAEPSI****.

GRANGE G.	(Prof. émérite) GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
GUENIN G.	GEMPPM***
GUICHARDANT M.	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
GUILLLOT G.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
GUINET A.	PRODUCTIQUE ET INFORMATIQUE DES SYSTEMES MANUFACTURIERS
GUYADER J.L.	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
GUYOMAR D.	GENIE ELECTRIQUE ET FERROELECTRICITE
HEIBIG A.	MATHEMATIQUE APPLIQUEES DE LYON
JACQUET-RICHARDET G.	MECANIQUE DES STRUCTURES
JAYET Y.	GEMPPM***
JOLION J.M.	RECONNAISSANCE DE FORMES ET VISION
JULLIEN J.F.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
JUTARD A.	(Prof. émérite) AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
KASTNER R.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Géotechnique
KOULOUMDJIAN J.	(Prof. émérite) INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
LAGARDE M.	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
LALANNE M.	(Prof. émérite) MECANIQUE DES STRUCTURES
LALLEMAND A.	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Energétique et thermique
LALLEMAND M.	(Mme) CENTRE DE THERMIQUE D'E LYON - Energétique et thermique
LAREAL P. (Prof. émérite)	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Géotechnique
LAUGIER A. (Prof. émérite)	PHYSIQUE DE LA MATIERE
LAUGIER C.	BIOCHIMIE ET PHARMACOLOGIE
LAURINI R.	INFORMATIQUE EN IMAGE ET SYSTEMES D'INFORMATION
LEJEUNE P.	UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE
LUBRECHT A.	MECANIQUE DES CONTACTS
MASSARD N.	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
MAZILLE H.	(Prof. émérite) PHYSICOCHIMIE INDUSTRIELLE
MERLE P.	GEMPPM***
MERLIN J.	GEMPPM***
MIGNOTTE A. (Mle)	INGENIERIE, INFORMATIQUE INDUSTRIELLE
MILLET J.P.	PHYSICOCHIMIE INDUSTRIELLE
MIRAMOND M.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Hydrologie urbaine
MOREL R. (Prof. émérite)	MECANIQUE DES FLUIDES ET D'ACOUSTIQUES
MOSZKOWICZ	P. LAEPSI****
NARDON P.	(Prof. émérite) BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
NAVARRO Alain	(Prof. émérite) LAEPSI****
NELIAS D.	LAMCOS
NIEL E.	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
NORMAND B.	GEMPPM
NORTIER P.	DREP
ODET C.	CREATIS**
OTTERBEIN M.	(Prof. émérite) LAEPSI****
PARIZET E.	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
PASCAULT J.P.	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
PAVIC G.	VIBRATIONS-ACOUSTIQUE
PECORARO S.	GEMPPM
PELLETIER J.M.	GEMPPM***
PERA J.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Matériaux
PERRIAT P.	GEMPPM***
PERRIN J.	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
PINARD P.	(Prof. émérite) PHYSIQUE DE LA MATIERE
PINON J.M.	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
PONCET A.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
POUSIN J.	MODELISATION MATHEMATIQUE ET CALCUL SCIENTIFIQUE
PREVOT P.	INTERACTION COLLABORATIVE TELEFORMATION TELEACTIVITE
PROST R.	CREATIS**
RAYNAUD M.	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Transferts Interfaces et Matériaux
REDARCE H.	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
RETIF J-M.	CEGELY*
REYNOUARD J.M.	UNITE DE RECHERCHE EN GENIE CIVIL - Structures
RICHARD C.	LGEF
RIGAL J.F.	MECANIQUE DES SOLIDES
RIEUTORD E.	(Prof. émérite) MECANIQUE DES FLUIDES
ROBERT-BAUDOUY J.	(Mme) (Prof. émérite) GENETIQUE MOLECULAIRE DES
MICROORGANISMES	
ROUBY D.	GEMPPM***
ROUX J.J.	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON – Thermique de l'Habitat
RUBEL P.	INGENIERIE DES SYSTEMES D'INFORMATION
SACADURA J.F.	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON - Transferts Interfaces et Matériaux
SAUTEREAU H.	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
SCAVARDA S.	(Prof. émérite) AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
SOUIFI A.	PHYSIQUE DE LA MATIERE
SOUROUILLE J.L.	INGENIERIE INFORMATIQUE INDUSTRIELLE
THOMASSET D.	AUTOMATIQUE INDUSTRIELLE
THUDEROZ C.	ESCHIL – Equipe Sciences Humaines de l'Insa de Lyon
UBEDA S.	CENTRE D'INNOV. EN TELECOM ET INTEGRATION DE SERVICES

VELEX P.	MECANIQUE DES CONTACTS
VERMANDE P.	(Prof émérite) LAEPSI
VIGIER G.	GEMPPM***
Liste des professeurs de l'INSA de Lyon 5	
VINCENT A.	GEMPPM***
VRAY D.	CREATIS**
VUILLERMOZ P.L.	(Prof. émérite) PHYSIQUE DE LA MATIERE
<i>Directeurs de recherche C.N.R.S. :</i>	
BERTHIER Y.	MECANIQUE DES CONTACTS
CONDEMINÉ G.	UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE
COTTE-PATAT N. (Mme)	UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE
ESCUDE D. (Mme)	CENTRE DE THERMIQUE DE LYON
FRANCIOSI P.	GEMPPM***
MANDRAND M.A. (Mme)	UNITE MICROBIOLOGIE ET GENETIQUE
POUSIN G.	BIOLOGIE ET PHARMACOLOGIE
ROCHE A.	INGENIERIE DES MATERIAUX POLYMERES
SEGUELA A.	GEMPPM***
VERGNE P.	LaMcos
<i>Directeurs de recherche I.N.R.A. :</i>	
FEBVAY G.	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
GRENIER S.	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
RAHBE Y.	BIOLOGIE FONCTIONNELLE, INSECTES ET INTERACTIONS
<i>Directeurs de recherche I.N.S.E.R.M. :</i>	
KOBAYASHI T.	PLM
PRIGENT A.F.	(Mme) BIOLOGIE ET PHARMACOLOGIE
MAGNIN I.	(Mme) CREATIS**

*** CEGELY CENTRE DE GENIE ELECTRIQUE DE LYON**
**** CREATIS CENTRE DE RECHERCHE ET D'APPLICATIONS EN TRAITEMENT DE L'IMAGE ET DU SIGNAL**
*****GEMPPM GROUPE D'ETUDE METALLURGIE PHYSIQUE ET PHYSIQUE DES MATERIAUX**
******LAEPSI LABORATOIRE D'ANALYSE ENVIRONNEMENTALE DES PROCEDES ET SYSTEMES INDUSTRIELS**

SOMMAIRE

SOMMAIRE	6
ABSTRACT	10
RESUME	11
1. INTRODUCTION	12
1.1. Contexte	12
1.2. Motivations	13
1.3. Synthèse bibliographique	14
1.3.1. Dommages des structures électroniques	14
1.3.2. Contrôle des vibrations	16
1.3.3. Stratégie de contrôle modal	17
1.3.4. Commande	18
1.3.4.1. Commande linéaire	19
1.3.4.2. Commande non linéaire	19
1.3.4.3. Commande adaptative et semi-adaptative	20
1.3.5. Identification	20
1.3.6. Contrôle semi actif	21
1.3.7. Nouveaux matériaux intelligents	22
1.3.7.1. Les matériaux électrostrictifs	22
1.3.7.2. Les alliages à mémoire de forme ferromagnétiques	22
1.3.7.3. Les monocristaux de structure pérovskite	22
1.3.7.4. Les fibres piézoélectriques	23
1.3.7.5. Les polymères piézoélectriques	23
1.4. Objectif, stratégie adoptée et présentation de l'étude	24
1.4.1. Objectif de l'étude	24
1.4.2. Stratégie adoptée	24
1.4.3. Présentation de l'étude	25
2. OUTILS UTILISES OU DEVELOPPES	27
2.1. Etude du dommage	27
2.2. Piézoélectricité	28
2.2.1. Introduction	28
2.2.2. Equations constitutives de la piézoélectricité	29
2.2.3. Modes de couplage des céramiques piézoélectriques	31
2.2.4. Conversion d'énergie par effet piézoélectrique	32
2.2.5. Modélisation par éléments finis	34
2.2.5.1. Formulation générale	34
2.2.5.2. Formulation modale	35
2.2.6. Conditions électriques particulières	36
2.2.6.1. Actionneur piézoélectrique piloté en charge	37

2.2.6.2.	Actionneur piézoélectrique piloté en tension.....	37
2.2.6.3.	Capteur piézoélectrique conditionné en charge	38
2.2.6.4.	Capteur piézoélectrique conditionné en courant	38
2.2.7.	Vecteur de couplage électromécanique généralisé.....	39
2.2.8.	Coefficient de couplage électromécanique généralisé	41
2.2.9.	Identification des caractéristiques de couplage électromécanique.....	42
2.3.	Contrôle	44
2.3.1.	Contrôle par rétroaction.....	44
2.3.2.	Contrôle par retour d'état	45
2.3.3.	Commande optimale	46
2.3.3.1.	Commande LQ modale	46
2.3.3.2.	Commande LQG modale	48
2.3.3.3.	Expression des fonctions de transfert.....	48
2.4.	Identification.....	49
2.4.1.	Classification des méthodes d'identification.....	50
2.4.1.1.	Domaine temporel.....	50
2.4.1.2.	Domaine fréquentiel.....	50
2.4.1.3.	Méthodes directes	50
2.4.1.4.	Méthodes indirectes	51
2.4.1.5.	Méthodes SDOF et MDOF	51
2.4.1.6.	Méthodes SISO, SIMO et MIMO	52
2.4.2.	Algorithme Rational Fraction Polynomials.....	52
2.4.2.1.	Formulation générale	53
2.4.2.2.	Formulation avec des polynômes orthogonaux	55
2.4.2.3.	Application de l'algorithme RFP à une structure intelligente.....	57
2.4.3.	Méthode des sous espaces	58
2.4.3.1.	Théorie 4SID.....	58
2.4.3.2.	Algorithme N4SID.....	60
2.5.	Contrôle semi actif: Synchronized Switch Damping Inductor (SSDI).....	60
3.	APPLICATION DU CONTROLE MODAL AUX CARTES ELECTRONIQUES MBDA	63
3.1.	Présentation du système expérimental.....	64
3.1.1.	Carte électronique MBDA et système de fixation.....	64
3.1.2.	Système expérimental pour l'application du contrôle des vibrations.....	67
3.2.	Modélisation pour étude du dommage	69
3.2.1.	Modélisation de la carte électronique sans composant de contrôle.....	69
3.2.2.	Calcul du dommage.....	72
3.2.2.1.	Calcul du dommage numérique	72
3.2.2.2.	Calcul du dommage normalisé.....	73
3.2.3.	Calcul de la durée de vie des composants électroniques et de la carte.....	74
3.2.4.	Interprétation physique du dommage	75
3.3.	Modélisation et positionnement optimal	76
3.3.1.	Modèle éléments finis de la carte électronique	76
3.3.2.	Positionnement optimal des composants de contrôle sur la carte MBDA	81
3.3.3.	Influence sur l'étude du dommage	83
3.4.	Contrôle modal nominal de la carte électronique MBDA	85
3.4.1.	Modèles d'état modaux expérimentaux	86
3.4.2.	Identification des caractéristiques mécaniques	86
3.4.3.	Identification des caractéristiques de couplage électromécanique.....	90
3.4.4.	Synthèse des données identifiées : modèles d'état expérimentaux	93
3.4.5.	Application de l'observateur de Luenberger	94
3.4.6.	Calcul du contrôleur à partir du modèle d'état expérimental	95

3.4.7.	Réponses simulées et expérimentales du contrôle modal nominal	98
3.5.	Réduction du dommage	103
3.5.1.	Réduction du dommage numérique.....	103
3.5.2.	Réduction du dommage normalisé	104
3.5.3.	Augmentation de la durée de vie des composants électroniques	105
3.6.	Robustesse : étude numérique de l'influence de la variation des paramètres modaux sur les performances du contrôleur	106
3.6.1.	Influence d'une variation fréquentielle sur les performances du contrôleur	108
3.6.2.	Influence d'une variation de l'amortissement sur les performances du contrôleur... ..	109
3.6.3.	Influence d'une variation du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur	110
3.7.	Conclusion et discussion.....	112
4.	CONTROLE SEMI-ADAPTATIF	116
4.1.	Principe général	116
4.2.	Simulation numérique du contrôle semi-adaptatif dans le cas d'une variation de température.....	117
4.3.	Etude expérimentale	119
4.3.1.	Influence d'une variation du couple de serrage sur les propriétés mécaniques : identification des caractéristiques mécaniques	119
4.3.2.	Simulation numérique basée sur le modèle expérimental du contrôle semi-adaptatif pour une variation du couple de serrage	121
4.3.3.	Application expérimentale du contrôle semi-adaptatif pour une variation du couple de serrage	122
4.4.	Conclusion sur le contrôle semi-adaptatif	124
5.	CONTROLE SEMI-ACTIF	126
5.1.	Evaluation des performances des systèmes classiques de contrôle passif et semi actif sur le mode le plus endommageant de la carte MBDA	126
5.1.1.	Evaluation de la performance du R shunt	127
5.1.2.	Evaluation de la performance du RL shunt	129
5.1.3.	Evaluation de la performance du système SSDI	130
5.1.4.	Conclusion sur les performances des techniques passives et semi-actives appliquées à la carte électronique	132
5.2.	Evolution vers un contrôle modal de la carte électronique MBDA basé sur le contrôle semi actif SSDI	132
5.3.	Contrôle SSDI mono modal, application à la carte MBDA	133
5.3.1.	Principe général du contrôle SSDI mono modal	133
5.3.2.	Application du système SSDI mono modal à la carte électronique MBDA	134
5.3.2.1.	Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 4 ^{ème} mode.	134
5.3.2.2.	Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 3 ^{ème} mode.	135
5.3.2.3.	Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 5 ^{ème} mode.	137
5.3.3.	Conclusion sur l'application du contrôle SSDI modal	138
6.	CONCLUSION GENERALE	140
6.1.	Résumé	140
6.2.	Conclusion développée et perspectives	140

LISTE DES FIGURES	144
LISTE DES TABLEAUX	148
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	150

ABSTRACT

On-board structures such as electronic boards are submitted to severe stresses, particularly vibration. This extreme environment affects the structure's expected lifetime. Some techniques can be used to increase their lifetime particularly in the case of complex structures.

This dissertation presents firstly a method to reduce vibration using modal active control applied to on-board MBDA Printed Circuit Boards (PCB). This modal strategy permits to reduce on-board energy and to target the control energy only on the controlled modes using a minimum number of components. The control uses piezoelectric actuators and sensors. The method has been numerically and experimentally tested on the PCB with industrial boundary conditions and excitation levels.

In the case of industrial mass production, dispersion leads to changes in mechanical and electromechanical properties. Moreover, boundary condition variations can induce mechanical properties variations. These variations can modify control performance and stability. This dissertation presents secondly a modal semi-adaptive control strategy, based on identification algorithms, aim at increasing control robustness. This strategy has been numerically and experimentally tested on the PCB for frequency and torque variations respectively.

Finally, in the case of on-board structures, on-board energy used by the control must be minimal to reduce on-board mass. The last part of this dissertation presents a modal semi-active control strategy to eliminate operational energy. This method has been numerically tested on the most damaging mode of the PCB. This method could be used to increase PCB lifetime in future research.

KEYWORDS: Modal control, semi-adaptive control, semi-active control, piezoelectricity, identification, optimal command.

RESUME

Les structures embarquées telles que les cartes électroniques embarquées, peuvent être soumises à des contraintes sévères, particulièrement en terme de niveau vibratoire, qui altèrent leur durée de vie opérationnelle. Les industriels recherchent des techniques pour augmenter la durée de vie de ces structures notamment lorsqu'elles sont complexes.

En prenant comme application les cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA, le mémoire suivant présente dans une première partie, une méthode de réduction des vibrations par contrôle actif modal pour réduire le dommage modal induit par les vibrations. Le choix de la stratégie de contrôle modal permet de minimiser l'énergie nécessaire au contrôle en ciblant uniquement sur les modes à contrôler. La stratégie modale permet également de limiter le nombre d'actionneurs et de capteurs nécessaires. Le contrôle est réalisé par des actionneurs et capteurs piézoélectriques. La stratégie de contrôle modal a été numériquement puis expérimentalement testée sur la carte électronique dans sa configuration industrielle en termes de conditions aux limites et de niveau d'excitation.

La production en grande série peut induire une dispersion sur les caractéristiques et donc sur les paramètres modaux de la structure. De plus, les conditions initiales de fonctionnement, comme les conditions aux limites, peuvent varier pendant la durée de vie de la carte électronique et ainsi modifier les performances et la stabilité du contrôle établi sur le modèle nominal. Afin d'augmenter la robustesse du contrôle modal, le mémoire suivant présente dans une deuxième partie, une stratégie de contrôle modal semi-adaptative, basée sur des algorithmes d'identification, pour prendre en compte les évolutions et/ou variations de la structure tout en garantissant des performances optimales. La stratégie semi-adaptative est ensuite testée numériquement puis expérimentalement sur la carte électronique pour une variation fréquentielle et pour une variation du couple de serrage.

Enfin, dans le contexte des structures embarquées, l'énergie utilisée par le contrôle doit être minimale pour limiter la masse embarquée. La dernière partie présente ainsi une stratégie de contrôle semi-actif modal pour éliminer l'apport d'énergie opérative. Elle est appliquée numériquement, notamment sur le mode le plus endommageant en présence d'excitation aléatoire. Cette technique pourrait être utilisée pour augmenter la durée de vie moyennant des recherches complémentaires.

MOTS-CLES : Contrôle modal, contrôle semi-adaptatif, contrôle semi-actif, piézoélectricité, identification, commande optimale.

1. INTRODUCTION

1.1. Contexte

Les études liées aux vibrations des structures souples et plus particulièrement au contrôle des vibrations se multiplient dans de nombreux domaines : transport, spatial, énergie [1]. Dans le domaine des transports, le contrôle actif des vibrations permet par exemple l'amélioration du confort sans compromettre la tenue de route. Un des exemples d'application du contrôle actif est la suspension active pendulaire exploitée sur la liaison ferroviaire Lyon Turin. Des prototypes de TGV pendulaires sont également en cours de tests. Dans le domaine spatial, le contrôle actif permet par exemple de stabiliser en orbite des systèmes d'observation optiques ou infrarouges. Un des facteurs primordiaux du développement des techniques de contrôle actif est la chute des prix des calculateurs en particulier celui des processeurs de traitement numérique des signaux (DSP : Digital Signal Processor) permettant de constituer la fonction de contrôleur.

L'impact des vibrations sur les structures peut en effet induire de nombreux problèmes, tels que la fatigue structurale qui peut conduire à la rupture de certains éléments. Les recherches présentées dans ce mémoire répondent ainsi à une demande précise du missilier MBDA, concernant l'amélioration de la robustesse et de la fiabilité des cartes électroniques embarquées sur missiles. Ce phénomène pose un grand problème de robustesse et de fiabilité dans le cas des structures électroniques embarquées. Deux facteurs ont en effet conduit à l'arrêt des productions de composants « durcis », dédiés aux applications extrêmes : la demande négligeable de composants électroniques pour le secteur de la défense, d'une part, et l'explosion des besoins civils, particulièrement dans le domaine de la télécommunication ou de l'informatique d'autre part. Les composants électroniques utilisés sont aujourd'hui des composants standards, aux caractéristiques mécaniques basiques. Cependant, les contraintes en terme de durée d'emport sous avion, de niveau vibratoire et de température sont de plus en plus importantes. Différentes études ont montré que les principales causes de défaillance des composants électroniques sont liées à la température, aux vibrations, à l'humidité et à la poussière [2] dans ce type d'application. Les contributions de chaque phénomène sont présentées dans la Figure 1. La température est la première cause de défaillance avec une contribution de 55%. Les vibrations, l'humidité et la poussière sont respectivement responsables de 20, 19 et 5% des défaillances.

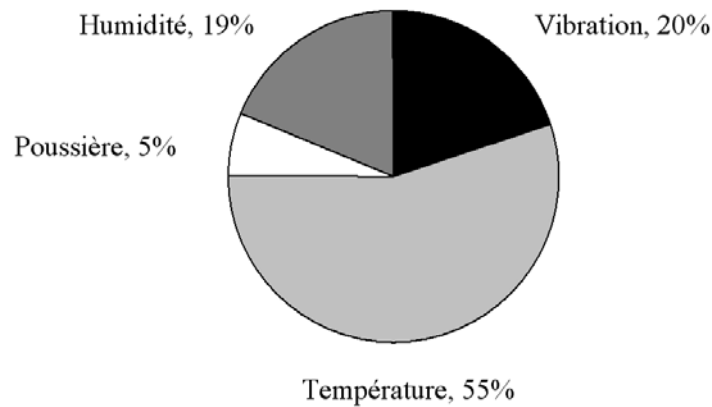


Figure 1 : Principales causes de défaillance des équipements électroniques [3].

Ces phénomènes, particulièrement les vibrations, peuvent induire la rupture des composants électroniques sollicités ou altérer certaines de leurs performances. Ces défaillances se traduisent par une diminution de la durée de vie opérationnelle des cartes électroniques. Il se pose ainsi la problématique suivante :

Comment concilier des contraintes de plus en plus sévères avec des composants électroniques de plus en plus fragiles ?

La stratégie proposée dans ce mémoire se focalise essentiellement sur le problème des vibrations afin de les réduire, pour augmenter la durée de vie opérationnelle des structures électroniques embarquées.

1.2. Motivations

La réduction du dommage sur les structures embarquées à l'aide de techniques de contrôle actif avait déjà fait l'objet de recherches préliminaires internes à MBDA [2][3]. Les différentes études avaient conduit à l'élaboration d'un démonstrateur expérimental de contrôle actif modal, à l'aide de composants piézoélectriques, appliqué à des plaques en époxy à conditions aux limites didactiques. Elles ont conduit à une conclusion favorable sur le potentiel du contrôle actif et sur la poursuite de ces études par une thèse. Les recherches présentées dans ce mémoire s'inscrivent dans la suite de ces travaux. L'objectif est la mise en place des différents outils nécessaires et la validation de la chaîne complète qui permettrait d'implanter des solutions basées sur le contrôle actif et de démontrer la faisabilité et l'efficacité de ces techniques sur une carte électronique proposée par l'industriel. L'état de l'art des recherches liées aux différents outils intervenant dans la chaîne complète des recherches, de l'étude du dommage au contrôle des vibrations, est présenté dans la synthèse bibliographique suivante.

1.3. Synthèse bibliographique

Dans le contexte global de l'étude, lié au contrôle des vibrations et à l'endommagement des structures électroniques à l'aide de matériaux piézoélectriques, la synthèse bibliographique suivante portera dans un premier temps sur le dommage des structures électroniques et sur les différentes méthodes usuelles pour l'évaluer et estimer la durée de vie des structures : méthodes empiriques ou basées sur une modélisation par éléments finis. Elle s'intéressera ensuite aux différents modes de rupture des composants électroniques, éléments indispensables à la compréhension de l'endommagement des structures électroniques. Dans le cas des structures embarquées, différentes stratégies de contrôle et différents types de commande sont envisageables : commande linéaire, adaptative ou non linéaire. La synthèse présente donc les recherches sur les stratégies de contrôle modal puis sur les algorithmes concernant les commandes linéaires et non linéaires. Les différents types de contrôle sont tous basés sur l'interaction d'actionneurs et de capteurs avec la structure via l'algorithme de contrôle. Une présentation sommaire des différents nouveaux matériaux intelligents, matériaux électrostrictifs, alliages à mémoire de forme, monocristaux, fibres piézoélectriques et polymères piézoélectriques permet de classer les différentes techniques exploitables pour la conception d'actionneurs ou de capteurs. L'étude se focalise ensuite sur les matériaux intelligents utilisés dans le domaine du contrôle des vibrations : céramiques, fibres et polymères piézoélectriques. La synthèse bibliographique se termine par un état de l'art concernant le contrôle des vibrations à l'aide de matériaux piézoélectriques, appliqué aux structures complexes bidimensionnelles.

1.3.1. Dommage des structures électroniques

La notion de dommage des structures représente l'état de dégradation de la structure considérée. La compréhension du phénomène d'endommagement est indispensable à la prévision de la durée de vie des structures électroniques. Dans les années 1970 à 1980, la durée de vie des structures électroniques était prédite en utilisant de simples lois empiriques telle que la loi de Steinberg [4], où la durée de vie est exponentiellement reliée à la contrainte appliquée:

$$N\sigma^m = A_0, \quad (1.1)$$

où N est le nombre de cycles avant rupture à la contrainte σ et A_0 une constante. m est un coefficient dépendant du matériau. Il est obtenu à partir de la courbe de Wöhler du matériau (courbe de fatigue $\sigma - N$). Dans la majorité des structures électroniques simples, le premier mode de vibrations est le plus endommageant. Cette loi s'applique donc le plus souvent à une unique direction de courbure et se montre insuffisante dans le cas de structures électroniques industrielles. En effet, leur grande flexibilité et leurs conditions aux limites particulières peuvent induire des formes modales complexes qui se traduisent par plusieurs directions de courbure [5]. De plus, si la loi de Steinberg donne une estimation de la durée de vie des structures électroniques

simples, elle ne permet pas de comprendre le phénomène d'endommagement de la structure notamment au niveau de la rupture des composants électroniques. Elle n'inclut pas les formes modales et la courbure de la structure, qui se traduit par la flexion des composants. Elle permet uniquement une analyse du premier ordre basée sur un unique paramètre tel que la longueur de la carte ou du composant. Starr [5] propose l'utilisation d'une analyse par la méthode des éléments finis pour prédire la durée de vie des structures électroniques industrielles dans le cas de multiples directions de courbure, comme illustré sur la Figure 2.

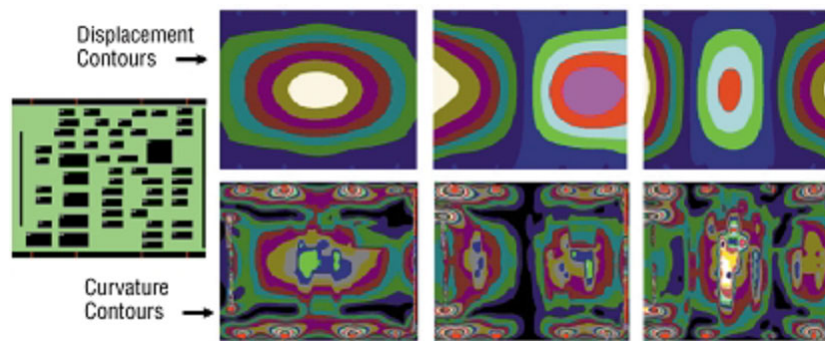


Figure 2 : Déplacements modaux et courbure pour les trois premiers modes d'une carte électronique réelle, obtenus avec le logiciel CirVibe [5].

Si les déplacements modaux présentés sur la Figure 2 rappellent ceux d'une plaque classique, la masse et la raideur induite par les composants électriques se répercutent sur les formes modales de la structure, plus particulièrement au niveau de la courbure qui présente de multiples directions et des changements de direction rapides au niveau des composants. Ces caractéristiques induisent des erreurs conséquentes dans le cas de l'application de la loi de Steinberg. Il est donc nécessaire de prendre en compte l'ensemble de ces caractéristiques pour obtenir une prédiction correcte de la durée de vie de la structure électronique. La méthode proposée est basée sur une modélisation très complète de la structure, particulièrement au niveau des composants électroniques, incluant la connexion du composant. Cette analyse permet ainsi la conception de structures électroniques, en tenant compte des zones les plus affectées par les vibrations [6]. Elle permet également l'analyse précise de la durée de vie de chaque connexion en fonction de la sollicitation appliquée [7], [8] et ainsi de caractériser la robustesse des joints de soudure [9]. Dehbi [10] propose d'intégrer cette approche par éléments finis dans la méthode de Steinberg, pour prédire la durée de vie de condensateurs couramment intégrés aux structures électroniques. La modélisation utilisée est recalée par des mesures expérimentales. Zhu [11] démontre que la rupture des composants électroniques est principalement liée à celle des billes de connexion, via une modélisation éléments finis complétée par des observations expérimentales dans le cadre d'essais en choc. Les principaux modes de rupture des joints de soudure sont détaillés dans la référence [12] et présentés théoriquement sur la Figure 3 et expérimentalement sur la Figure 4. Ils permettent de comprendre le phénomène d'endommagement des structures électroniques et d'agir ainsi en conséquence. Chacun des modes de rupture peut être combiné à un autre au cours de différentes sollicitations. La durée de vie des composants électroniques et donc celle de la structure complète est fortement liée aux modes et aux mécanismes d'endommagement des joints de soudure.

Le contrôle des vibrations apparaît alors comme l'un des outils applicables pour limiter les conséquences des vibrations sur les joints de soudure et ainsi pour augmenter la durée de vie des composants électroniques et de la structure complète.

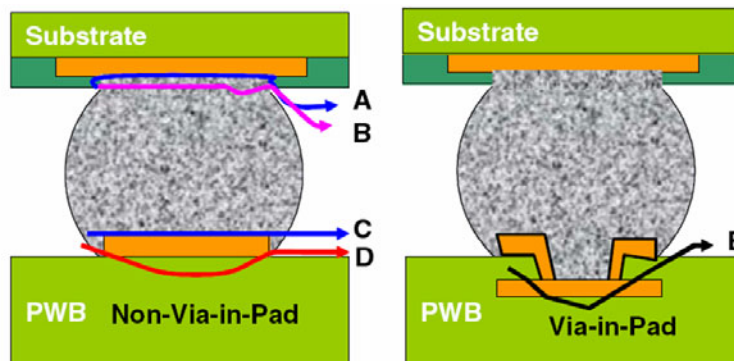


Figure 3 : Principaux modes de rupture des joints de soudure, schéma de principe théorique [12].

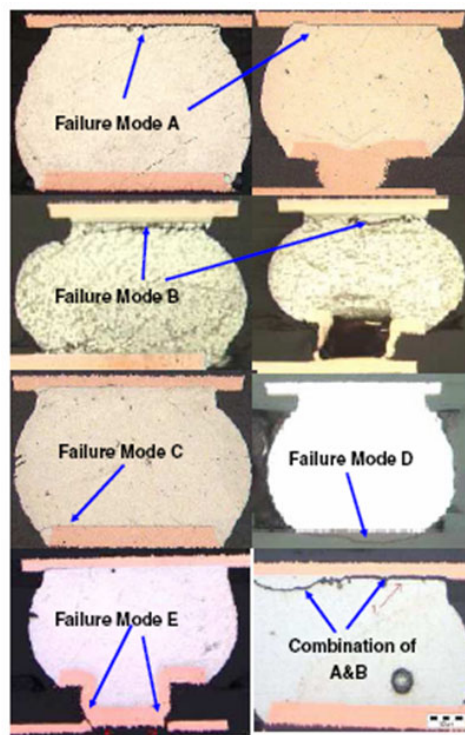


Figure 4 : principaux modes de rupture des joints de soudure, observations expérimentales [12].

1.3.2. Contrôle des vibrations

L'ensemble des techniques de contrôle des vibrations peut être divisé en techniques dites passives ou actives. Les techniques passives consistent à réduire le niveau de vibration auquel est soumis la structure sans apport d'énergie extérieure. Elles sont basées sur la modification de la raideur, de la géométrie ou des matériaux, ou sur l'adjonction de circuits électroniques dissipatifs ou encore sur l'ajout de matériaux viscoélastiques possédant des propriétés amortissantes, qui couplées à celles de la structure, permettent d'atténuer le niveau de vibration. Parmi les techniques actives, deux principales méthodes de réduction ou de suppression des vibrations peuvent être distinguées. La

première méthode est l'isolation des vibrations qui a pour but d'éviter leur transmission au système [15]. La seconde méthode, de type « feedback », dite d'atténuation, consiste à réduire l'amplitude des vibrations sur le système lui-même, lorsque l'isolation est impossible [16]. Les techniques actives permettent de contrôler les vibrations par l'intermédiaire d'actionneurs et de capteurs selon une loi de commande conçue pour minimiser une mesure de l'intensité du niveau de vibration. Une structure instrumentée d'actionneurs et de capteurs intégrés, est appelée structure intelligente [16][17]. Le principe de base du contrôle actif des structures par rétroaction est présenté sur la Figure 5. Les mesures fournies par les capteurs sont directement traitées par le système de contrôle qui renvoie la commande appropriée aux actionneurs afin de réduire le niveau vibratoire auquel est soumise la structure. Les actionneurs et capteurs peuvent être élaborés à partir de matériaux intelligents possédant des propriétés de couplage naturelles avec différentes grandeurs, telles que les champs électriques ou magnétiques.

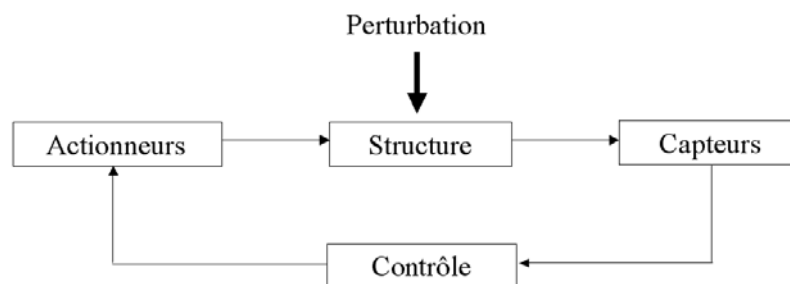


Figure 5 : Contrôle actif de structure.

1.3.3. Stratégie de contrôle modal

Dans le cas des structures, la projection dans la base modale permet de cibler le contrôle sur les différents modes. Cette projection dans la base modale et la réduction du nombre de modes à contrôler dans la bande passante ciblée par le contrôle ont des conséquences sur la stabilité des modes résiduels non ciblés. Un phénomène de « spillover », c'est à dire d'excitation des modes non contrôlés par le contrôle, peut alors apparaître sur ces modes [21]. Certaines techniques permettent de réduire le spillover d'observation [22] généré par les algorithmes de reconstruction des quantités modales, ou de contrôle [23]. Le contrôleur de type modal calcule la commande à partir de l'état modal. Celui-ci ne pouvant être mesuré directement, il est reconstruit à partir de filtres modaux nécessitant un capteur par mode [24] ou à partir d'un observateur intervenant dans l'algorithme linéaire quadratique Gaussien (LQG). Pour limiter le nombre de capteurs nécessaires, Gaudiller [25] utilise expérimentalement une stratégie de contrôle modale basée sur un observateur optimal. Cet observateur permet, à partir des informations délivrées par les capteurs et de la commande, d'estimer les variables d'état utilisées par le contrôleur. La méthode d'observation consiste à faire tendre le calcul des mesures estimées via le modèle, vers les mesures réelles.

Le contrôle modal peut être étendu aux structures non linéaires et évolutives. Gaudiller et Bochart [29][30] proposent un contrôle modal de type adaptatif et non linéaire pour les structures flexibles

soumises à des déplacements de corps rigide. Dans ce cas, il y a couplage entre modes de corps rigides et modes de corps flexibles. La stratégie adoptée repose sur un contrôleur adaptatif qui suit les évolutions de la dynamique du système flexible multicorps. Ce contrôleur est constitué de plusieurs contrôleurs linéaires agissant en parallèle, chacun pour un point de fonctionnement donné, rencontré au cours de l'évolution de la structure. Pour chacun de ces contrôleurs, une fonction de pondération lui est associée, en fonction de la valeur du paramètre qui traduit le niveau de non linéarité. Ces pondérations permettent de passer d'un contrôleur à un autre avec une commande continue. Cette approche nécessite d'avoir une mesure du paramètre qui traduit la non linéarité. La stabilité du contrôle adaptatif sur une structure non linéaire et sa supériorité en terme de robustesse par rapport au contrôle linéaire quadratique sont démontrées. Dans le cas de structures plus fortement non linéaires, les variables modales peuvent être utilisées par des contrôleurs non linéaires de type flou. La difficulté principale concerne l'analyse des mouvements pour définir les réglages. Gaudiller et Matichard ont montré qu'il était possible d'optimiser très efficacement l'utilisation de l'énergie ou de réduire sensiblement la puissance des actionneurs tout en minimisant leur nombre en utilisant des contrôleurs modaux flous [41][42][43].

La grande majorité des méthodes de contrôle ont été généralement réalisées sur des structures simples, mono dimensionnelles, de type poutre encastrée libre, présentant des conditions aux limites parfaites, idéalisées. La plupart des structures réelles sont néanmoins plus complexes. Quelques applications récentes s'intéressent au contrôle des plaques avec des conditions aux limites de type encastrée / encastrée ou encastrée / libre. Sharma [52] applique un contrôle modal indépendant (IMSC) de type flou à une plaque encastrée libre. Le contrôle proposé est validé expérimentalement aux deux premiers modes. La stratégie proposée permet de limiter le phénomène de spillover lié à la troncature modale particulièrement important dans le cas du contrôle de type IMSC. Shimon [54] s'intéresse ainsi au contrôle numérique puis expérimental d'une plaque totalement encastrée à l'aide d'un algorithme robuste de type H_∞ . Qiu [55] propose une méthode de positionnement des composants de contrôle sur une plaque encastrée / libre à l'aide des degrés de contrôlabilité et d'observabilité pour limiter le spillover. Très peu de travaux sont donc menés avec application à des structures industrielles avec des conditions aux limites complexes telles que des cartes électroniques.

Esser [56] propose un contrôle par amortissement et masse active, qui se montre particulièrement efficace pour réduire le niveau de contrainte sur les structures électroniques. Il ne peut néanmoins être appliqué pour le contrôle d'un unique mode. Dans le cas de structures industrielles, les stratégies de contrôle de type modales classiquement utilisées sur des structures mono dimensionnelles, atteignent leurs limites, plus particulièrement au niveau du modèle d'état nécessaire à la conception et au bon fonctionnement du contrôle.

1.3.4. Commande

Suivant le cahier des charges, incluant les performances et la robustesse souhaitées, différents types de commande peuvent être utilisés : contrôle linéaire de type LQ et / ou LQG, contrôle de type robuste, contrôle adaptatif ou contrôle non linéaire. De plus, la recherche de la minimisation

de l'énergie et donc de la masse embarquée peut conduire à l'utilisation de techniques de contrôle de type passif, ne nécessitant pas d'apport d'énergie extérieur ou très faible apport.

1.3.4.1. *Commande linéaire*

La commande Linéaire Quadratique (LQ) est l'un des algorithmes classiquement utilisés dans le contrôle des structures flexibles. L'algorithme permet le calcul de la commande optimale qui peut être déclinée par un indice de performance traduisant un compromis entre les performances et la consommation énergétique des actionneurs [19]. La commande obtenue est minimale au sens où elle minimise la consommation énergétique en fonction des performances souhaitées.

La notion de robustesse se conçoit en terme de stabilité ou en terme de performances. Dans le cas du contrôle robuste, la robustesse du contrôleur lui permet de fonctionner à partir des gains calculés via l'algorithme robuste, alors que des différences existent entre la modélisation utilisée pour le calcul du contrôleur et la structure réelle. Ces différences peuvent être induites par une modification des conditions aux limites ou par une évolution de l'environnement qui se répercute sur les caractéristiques mécaniques du système à contrôler. Le degré d'incertitude sur les caractéristiques du modèle est défini et conduit à un contrôleur garantissant la stabilité de la structure contrôlée sur toute la plage d'incertitude, ou bien conduit à un contrôleur ayant des performances stables sur cette même plage. Le contrôle linéaire robuste est basé sur une traduction mathématique du cahier des charges, le plus souvent par une fonction à minimiser. La recherche de la loi de commande passe donc par la résolution algorithmique d'un problème d'optimisation. Doyle [26] propose une solution aux problèmes de contrôle robuste de type H_2 et H_∞ dans le cas d'une formulation de la dynamique du système sous forme d'état. Les méthodes H_2 et H_∞ reposent respectivement sur l'utilisation de la norme 2 et de la norme infinie pour la synthèse du correcteur. La méthode de résolution la plus utilisée pour déterminer un correcteur solution du problème est l'algorithme de Glover-Doyle [27] basé sur la résolution des équations de Riccati. L'utilisation d'un contrôle de type robuste permet d'augmenter la stabilité du système contrôlé mais au détriment des performances du contrôleur [28].

1.3.4.2. *Commande non linéaire*

Une des stratégies de contrôle non linéaire est le contrôle modal flou, appliqué par Malhis [40], [35] pour les structures flexibles. Ce nouveau concept combine une stratégie modale avec des contrôleurs flous. Le principe de la logique floue, proposé par Zadeh [36], est de qualifier les entrées et les sorties du système, et de les traiter selon leur « qualification » ou « appartenance ». Ces fonctions d'appartenance [37] permettent d'associer une qualification à un de ces sous ensembles, traités de manière non linéaire. L'établissement de règles permet enfin d'associer des sorties floues aux valeurs floues d'entrée. Selon les règles et les fonctions d'appartenance définies, les non linéarités du comportement de la structure ou la prise en compte des contraintes telles que l'optimisation de l'action des actionneurs peuvent être traitées. Le premier contrôle basé sur la logique floue a été proposé par Mandani [38]. Cependant, la méthode de Sugeno et ses variantes sont les plus adaptées aux stratégies modales. Deux principes de contrôle sont alors possibles : soit l'application d'un contrôle global qui gère tous les modes contrôlables, ce qui requiert une optimisation délicate lorsque le nombre de modes à contrôler est élevé, soit l'application d'un contrôle basé sur un nombre important de contrôleurs indépendants pour

chaque mode, comme dans [40] ou dans les travaux de Sharma [39]. Les non linéarités du contrôle modal flou ont aussi été utilisées par Gaudiller [42] et Matichard [41] afin d'optimiser l'action des actionneurs et réduire la quantité d'énergie nécessaire au contrôle dans le cas de structures intelligentes linéaires multi corps ou en déplacement d'ensemble. Les méthodes mises au point dans ce cadre ont donc un potentiel pour les structures intelligentes embarquées.

1.3.4.3. *Commande adaptative et semi-adaptative*

Dans le cas de structures présentant une dispersion de leurs caractéristiques mécaniques ou soumises à un environnement variable, un contrôle linéaire, ne permet pas de garantir les performances et la stabilité du système. Il peut être alors nécessaire d'employer un contrôle de type adaptatif qui adapte le contrôle linéaire aux non linéarités du système. L'application d'un contrôle de type adaptatif peut également être nécessaire dans le cas de structures linéaires soumises à un environnement variable, telles que les structures embarquées, qui comme tout produit industriel, présentent une dispersion de leurs caractéristiques mécaniques qu'il faut savoir gérer. De plus, elles sont soumises à un environnement extérieur extrême qui induit également des variations de propriétés de la structure : module d'Young, fréquences propres et formes modales. Le contrôle actif modal est basé sur un modèle de la structure. Les performances du contrôle dépendent donc de la précision du modèle sur les paramètres modaux de la structure intelligente : fréquences propres, facteurs d'amortissement modaux et coefficient de couplage électromécanique défini dans la section 2.2.8. Si l'utilisation de techniques de contrôle de type robuste (H_2 , H_∞) [15] permet de garantir la stabilité du système, elle induit une diminution des performances. L'utilisation de méthodes d'identification couplées au contrôle peut dépasser le compromis entre stabilité et performances du système contrôlé. Jeanneau [28] propose ainsi un contrôleur de type semi-adaptatif pour maintenir le compromis stabilité / performance, dans le cas de variations de structure. Un contrôleur de type classique est appliqué aux modes rigides, tandis qu'un contrôleur semi-adaptatif est appliqué aux modes flexibles. L'identification porte uniquement sur les fréquences et la méthode est appliquée sur une structure simple de type poutre. Les méthodes d'identification peuvent également être appliquées dans le cas de structures complexes où les paramètres modaux sont difficilement mesurables, comme dans les travaux de Takanashi [31], où le modèle de la structure est directement déduit d'une identification de type paramétrique [32][33]. La modélisation de la structure étant en effet parfois délicate voir impossible, il est alors nécessaire d'utiliser des méthodes d'identification [57][58] pour élaborer le modèle d'état expérimental de la structure.

1.3.5. Identification

La stratégie de contrôle modal linéaire est basée sur un modèle réduit de la structure pouvant être obtenu par des méthodes d'identification intégrables en ligne. Les méthodes d'identification sont basées sur des mesures temporelles réalisées sur le système. Si certains algorithmes d'identification exploitent directement les données sous la forme temporelle, d'autres nécessitent une transformation dans le domaine fréquentiel à l'aide d'algorithmes tels que l'algorithme PWelch [79]. Suivant la nature du modèle recherché, modèle d'état sous la forme matricielle ou modèle modal basé sur les paramètres modaux de la structure, les méthodes d'identification sont

directes ou indirectes. Les méthodes d'identification par curve fitting, plus particulièrement la méthode RFP (Rational Fraction Polynomials) introduite par Richardson [87][57], permettent l'identification d'un modèle modal du système sous la forme d'une somme de fractions rationnelles intégrant les paramètres modaux du système : fréquences propres, facteurs d'amortissement modaux et constantes d'amplitude modale. Les méthodes des sous-espaces permettent l'identification directe d'une forme d'état à temps discret [50][51]. Les premiers éléments de la théorie des sous espaces ont été posés par Larimore [33]. La méthode N4SID, introduite ensuite par Van Overschee [34], permet l'identification d'une représentation quelconque du modèle d'état du système. Dans le cas du contrôle modal LQG, le modèle recherché est certes sous la forme d'état, mais également dans la base modale. L'utilisation d'algorithmes d'identification ne permettant pas l'identification directe dans la base modale, une phase intermédiaire d'extraction des paramètres modaux et de reconstruction du modèle d'état est nécessaire. Les méthodes basées sur l'estimation des paramètres modaux peuvent alors être considérées comme des méthodes directes, et celles basées sur l'estimation d'un modèle d'état dans une base quelconque comme indirectes.

1.3.6. Contrôle semi actif

Dans la problématique générale des structures embarquées, l'énergie nécessaire au contrôle se doit d'être minimale pour limiter la masse embarquée. Les techniques de contrôle de type passif ne nécessitent pas d'apport d'énergie et reposent généralement sur une augmentation de l'amortissement intrinsèque de la structure à l'aide de matériaux viscoélastiques [40]. L'utilisation de matériaux piézoélectriques connectés à des circuits électriques passifs permet également d'introduire des fonctions de transfert induisant la dissipation [45]. Dans ce dernier cas, une part de l'énergie vibratoire de la structure est convertie en énergie électrique par les éléments piézoélectriques puis dissipée dans une impédance électrique adaptée. Ces techniques basées sur les éléments piézoélectriques ne sont néanmoins efficaces que pour un unique mode de vibration, en excitation mono harmonique à la fréquence correspondante, et sont très sensibles à toute dérive des caractéristiques de la structure.

Les techniques de contrôle semi-actives [46][47][48] ne font également pas ou peu appel à des sources d'énergie extérieure. Le contrôle de la conversion énergétique dans l'élément piézoélectrique est réalisé via une commande nécessitant beaucoup moins d'énergie que dans le cas des systèmes actifs. La méthode Switch Synchronised Damping [49] repose ainsi sur un traitement non linéaire de la tension des éléments piézoélectriques. Cette tension est inversée à des instants optimaux, notamment au maximum de déformation, à l'aide d'un simple circuit constitué d'une inductance et d'un interrupteur électrique. La tension inversée est alors réinjectée sur la structure générant ainsi des effets de contrôle se rapprochant d'un frottement en mono excitation. Ces techniques sont actuellement validées et relativement efficaces dans le cas de structure simple de type poutre encastrée libre et soumise à une excitation mono modale de type sinus coïncidant à une résonance. L'application à des structures plus complexes soumises à des excitations multi harmoniques reste du domaine prospectif.

1.3.7. Nouveaux matériaux intelligents

Le contrôle actif des structures, plus particulièrement des cartes électroniques, peut être réalisé à partir de structures intelligentes intégrant des actionneurs et capteurs. Les matériaux de type intelligents sont utilisés pour la conception des structures actives [17]. Depuis quelques années, différents matériaux semblent proposer une alternative aux céramiques classiques piézoélectriques : les matériaux électrostrictifs, les alliages à mémoire de forme ferromagnétiques, les monocristaux de structure pérovskite et les fibres piézoélectriques. Tous peuvent être utilisés dans le cas du contrôle actif de structures souples.

1.3.7.1. *Les matériaux électrostrictifs*

Contrairement aux matériaux piézoélectriques, la loi de comportement des matériaux électrostrictifs entre la déformation et la polarisation, n'est pas linéaire mais proportionnelle au carré de la polarisation, la polarisation étant fonction du champ électrique appliqué. Ces matériaux présentent une meilleure précision et une réponse plus rapide que les actionneurs piézoélectriques. Mais les non linéarités induites par la loi de comportement et les phénomènes d'hystérésis inhérents aux matériaux les rendent plus délicats à employer pour le contrôle actif de vibrations. Legrain et Petitjean [59] présentent une étude sur les matériaux électrostrictifs. Ils testent en particulier la valeur du coefficient piézoélectrique dans des conditions de température, de fréquence et de tension différentes. La sensibilité aux différents paramètres semble pouvoir être contrôlée par l'intermédiaire de gains adaptatifs ou non linéaires sur l'asservissement. Hejun Du [60] propose une stratégie de contrôle des céramiques électrostrictives, basée sur la méthode de Newton avec un algorithme à gain variable pour augmenter les performances et la précision des actionneurs électrostrictifs. A l'heure actuelle, l'exploitation des matériaux électrostrictifs dans le cadre du contrôle actif des vibrations reste prospective.

1.3.7.2. *Les alliages à mémoire de forme ferromagnétiques*

Les alliages à mémoire de forme ne sont pas adaptés au contrôle dynamique car leur modification d'état est souvent binaire sans contrôlabilité des états intermédiaires et leur bande passante est très limitée. En revanche, les alliages à mémoire de forme ferromagnétiques regroupant des propriétés de mémoire de forme et les caractéristiques des matériaux ferromagnétiques, peuvent être utilisés en contrôle actif depuis quelques années. Ils se distinguent par des caractéristiques en fréquence élevées, jusqu'à 2000 Hz. Leur principe repose sur un couplage magnéto-mécanique. Marioni et O'Handley [61] proposent une étude des caractéristiques de l'effet de mémoire de forme ferromagnétique au sein du Ni-Mn-Ga. Ils soulignent la variation de champ magnétique induite par le changement de structure du matériau. Minoru Taya [62] présente un actionneur de couple basé sur des matériaux ferromagnétiques. Le couple maximal exercé est de 0.588N.m et l'angle de torsion maximum de 45°.

1.3.7.3. *Les monocristaux de structure pérovskite*

Etudiés depuis quelques années, les monocristaux de structure pérovskite présentent des propriétés intéressantes en terme de couplage électromécanique. Le coefficient piézoélectrique latéral est de l'ordre de 2000pC/N (ce coefficient est de 700pC/N pour les meilleures céramiques PZT). Au niveau du facteur de couplage, le gain est de l'ordre de 3 par rapport aux céramiques

piézoélectriques. En revanche, leur température de Curie est plus faible, de l'ordre de 160°C. Ces nouveaux matériaux ne sont encore que très rarement exploités en raison de leur coût. Seung-Eek Park [63] propose en 2002 une étude sur les performances des monocristaux piézoélectriques dans le cadre d'applications en tant que capteurs, actionneurs ou comme transducteurs. Il souligne les propriétés extraordinaires de ces nouveaux matériaux mais aussi les difficultés liées à leur étude. Sebald [64] propose la réalisation d'un banc de production de monocristaux de bonne taille et de bonne qualité en terme de couplage. Cette étude confirme les propriétés supérieures des monocristaux dont l'exploitation dans des applications relatives à l'amortissement ou au contrôle des vibrations doit être envisagée à terme.

1.3.7.4. *Les fibres piézoélectriques*

Possédant le même type de couplage que les céramiques, les fibres piézoélectriques sont développées depuis quelques années au sein des structures intelligentes. En revanche, c'est le coefficient piézoélectrique longitudinal qui est exploité à la place du coefficient transversal pour les céramiques piézoélectriques, ce qui se traduit par des facteurs de couplage électromécaniques supérieurs. Enab [65], notamment, propose une étude sur l'utilisation des fibres piézoélectriques dans le cadre du contrôle actif des vibrations et plus particulièrement en ce qui concerne la récupération d'énergie. 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. Leur utilisation semble donc intéressante dans le cadre du contrôle actif des vibrations.

1.3.7.5. *Les polymères piézoélectriques*

En ce qui concerne les polymères, on distingue les polymères à base de fibres, caoutchouc, cheveux, laine et soie, et les polymères polyvinylidènes fluorides exploités pour leur transparence. Ces derniers possèdent une grande flexibilité qui les rend adaptables à des surfaces non planes, une résistance mécanique importante, une épaisseur possible très faible et des caractéristiques piézoélectriques équilibrées sur le film. Particulièrement utilisés en temps que capteurs, leur faible coefficient de couplage électromécanique les pénalise en temps qu'actionneurs. Matsumoto [66] présente une répartition de capteurs d'effort basée sur un film PVDF. Preumont [67] propose une distribution de capteurs sous la forme d'un film PVDF, appliquée au contrôle des structures. Ces polymères sont utilisés pour évaluer les contraintes transmises dans le revêtement des sièges automobiles, méthode introduite par Dréant [68], et également comme capteurs dans les roulements de boîtes de vitesse [69].

1.4. Objectif, stratégie adoptée et présentation de l'étude

1.4.1. Objectif de l'étude

L'objectif de cette étude est de proposer des solutions pour augmenter la durée de vie des cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA, de démontrer leur faisabilité et de quantifier leurs performances sur une carte présentant une grande complexité modale.

1.4.2. Stratégie adoptée

Des deux méthodes de contrôle actif envisageables pour la réduction du dommage : isolation et atténuation, l'atténuation a été choisie. En effet, les sollicitations de la structure embarquée étant aléatoires et large bande, la réduction prioritaire du dommage doit être effectuée au niveau des résonances. L'isolation active s'intéressant à la totalité de la bande passante contrôlée, l'amortissement actif s'avère donc être la méthode la plus économique en terme d'énergie et donc de masse embarquée. Cette méthode polarise en effet l'énergie sur les fréquences de résonance et peut être mise en oeuvre à l'aide de patches piézoélectriques très légers et compacts si on les compare aux actionneurs nécessaires à l'isolation, impliquant des déplacements importants de l'ensemble des cartes électroniques. Pour des raisons de souplesse d'utilisation, il s'agira plus précisément de réaliser un contrôle indépendant de chaque carte, donc indépendamment du système de fixation, et de cibler les modes de vibration les plus endommageants afin de réduire leurs niveaux et le dommage qu'ils induisent sur les composants électroniques. Dans la problématique générale des structures embarquées, l'énergie nécessaire au contrôle se doit d'être minimale pour limiter la masse additionnelle embarquée. Le choix du contrôle modal parmi l'ensemble des techniques de contrôle permet ainsi de cibler l'énergie de contrôle uniquement sur les modes les plus endommageants. L'étude vise à vérifier dans un premier temps la faisabilité et l'efficacité du contrôle actif modal des vibrations dans le cas d'un comportement nominal de cartes électroniques embarquées soumises à un fort environnement vibratoire. Les structures embarquées, comme toute structure industrielle, présentent également une dispersion de leurs caractéristiques mécaniques qui ne doivent pas nuire à l'efficacité du contrôle. De plus, elles sont soumises à un environnement extérieur extrême qui induit des variations des propriétés de leur structure : module d'Young et fréquences propres. La stratégie modale étant adoptée pour des raisons énergétiques, se pose donc le problème de sa robustesse. Les caractéristiques modales pouvant être identifiées grâce à des algorithmes en ligne, l'efficacité du contrôle modal est amplifiée par l'utilisation directe et immédiate d'un modèle expérimental. La démarche de liaison identification / contrôle est ensuite mise à profit au travers d'un algorithme semi-adaptatif où la réactualisation du contrôleur à l'aide de l'identification permet de suivre les évolutions du comportement dynamique. L'efficacité de tels contrôleurs étant évaluée, une réduction plus drastique de l'énergie est envisagée dans le cadre de la stratégie modale adoptée. Les algorithmes

de contrôle semi actif sont alors adaptés à la stratégie modale, ce qui rouvre ainsi l'objectif initial en le liant à la recherche d'autonomie. La démarche proposée et le contrôle réalisé devront donc être suffisamment robustes pour pallier ces variations, inhérentes aux conditions extérieures.

1.4.3. Présentation de l'étude

La section 2 du mémoire concerne une présentation théorique des différents outils utilisés. Le premier, objet de la section 2.1 concerne l'étude du dommage et de la durée de vie des structures. L'étude du dommage des structures électroniques est en effet primordiale pour ces recherches dont le but premier est l'augmentation de la durée de vie opérationnelle des cartes électroniques, donc de la durée de vie des composants électroniques. Le second outil rassemble l'ensemble des techniques de modélisation des structures à couplage électromécanique à l'aide d'éléments piézoélectriques. Il fera l'objet de la section 2.2. La section 2.3 se focalise sur les différentes techniques de contrôle, contrôle par rétroaction, par retour d'état et commande optimale. La section 2.4 présente les méthodes d'identification utilisées soit pour établir le modèle d'état expérimental de la structure, soit pour réaliser un contrôle de type semi-adaptatif.

La section 3 concerne l'application des outils présentés dans la section 2 à la carte électronique MBDA. Une première étude du dommage modal permet de déterminer les modes de vibration les plus endommageants pour la carte électronique nominale sans composants de contrôle. Le niveau de dommage induit par chaque mode de vibration est directement lié aux formes modales de la structure, le dommage étant calculé à partir de la courbure de la structure au niveau du composant électronique. La détermination du dommage pour chaque composant est fondée sur un modèle éléments finis de la carte électronique intégrant l'ensemble des caractéristiques des composants électroniques (caractéristiques géométriques et mécaniques) et nécessite l'emploi d'un logiciel dédié à l'étude de la fatigue des structures électroniques [5]. Les composants piézoélectriques de contrôle sont ensuite positionnés de façon optimale sur ces modes à l'aide d'un algorithme de positionnement couplé aux valeurs du dommage calculées et fondé sur un nouveau modèle élément finis de la carte électronique. La masse et la raideur induite par les composants piézoélectriques se répercutent sur les formes modales de la carte électronique. Cette modification se traduit également par une variation du dommage induit par chaque mode. Une nouvelle étude du dommage réalisée sur la carte électronique intégrant les composants piézoélectriques sous la forme de zones de raideur équivalentes permet ainsi de déterminer la nouvelle distribution modale du dommage dans le but de pondérer chaque mode dans l'algorithme de contrôle. Le contrôle est ensuite élaboré numériquement à l'aide d'un modèle d'état modal expérimental puis appliqué expérimentalement à la carte électronique. Le modèle d'état expérimental de la carte électronique instrumentée des composants piézoélectriques est réalisé à l'aide de mesures réalisées sur la structure et de méthodes d'identification. La réduction du niveau de vibration induit par le contrôle est finalement interprétée en termes de réduction du dommage et d'augmentation de la durée de vie des composants et de la carte électronique à l'aide d'une nouvelle étude du dommage incluant l'amortissement induit par le contrôle.

Le contrôle semi-adaptatif proposé est développé dans la section 4. Les performances du contrôleur nominal appliqué sur la structure nominale sont directement liées à la précision du modèle d'état utilisé par le contrôleur. Les structures électroniques embarquées étant soumises à un environnement variable et présentant le plus souvent des dispersions sur les caractéristiques mécaniques, le contrôle est ici couplé à des méthodes d'identification pour accroître sa robustesse et ses performances. Le contrôle de type semi-adaptatif proposé est numériquement testé dans le cas d'une variation de température se répercutant par une variation fréquentielle et expérimentalement dans le cas d'une variation des conditions aux limites mécaniques. Le gain en termes de performance et de robustesse est étudié et quantifié dans les deux cas par rapport à un contrôle nominal non réactualisé. Dans cette application, seules les fréquences propres et l'amortissement modal seront réactualisés, en temps différé, à un instant où le contrôle est stoppé.

Si le contrôle actif permet la réduction des vibrations, il nécessite néanmoins une tension de commande élevée et donc une énergie et une masse embarquées importantes. La section 5 s'intéresse ainsi aux différentes techniques de contrôle de type passives, qui ne nécessitent pas ou peu d'apport d'énergie. Les performances des techniques de shunt classiques et de techniques semi-actives sont comparées numériquement à partir des caractéristiques identifiées de la carte électronique. Une approche modale est proposée dans la section 5.3 pour étendre le principe du contrôle semi actif mis au point sur des structures simples dans le cadre d'une excitation mono harmonique, à une structure réelle dans le cadre d'une excitation multi harmonique.

2. OUTILS UTILISES OU DEVELOPPES

2.1. Etude du dommage

L'application de contraintes répétées ou de déformations cycliques induit un phénomène de fatigue qui conduit à la formation de fissures au sein des structures ou à leur rupture. Le niveau d'endommagement permet de lier la durée de vie des structures au nombre de cycles subis à un niveau de contrainte donné. Cette section détaille le calcul des différentes valeurs du dommage, dommage numérique, dommage normalisé et dommage moyen, utilisées pour évaluer l'endommagement de la carte électronique et à plus long terme pour concevoir le contrôleur.

Le dommage D_k est défini comme le rapport entre le nombre de cycle n_{σ_k} au niveau de contrainte σ_k ($k=1,2,\dots,p$) et le nombre de cycle maximal avant la rupture N_{σ_k} ou comme le rapport entre la durée d'exposition l_{σ_k} à la contrainte σ_k et la durée de vie maximale L_{σ_k} :

$$D_k = \frac{n_{\sigma_k}}{N_{\sigma_k}} = \frac{l_{\sigma_k}}{L_{\sigma_k}} \quad (2.1)$$

Le ratio du dommage par fatigue D est défini en utilisant le principe de superposition de Miner [93]:

$$D = \sum_{k=1}^p D_k. \quad (2.2)$$

La durée de vie L d'un composant électronique, connaissant la valeur du dommage pour une durée d'exposition à une contrainte donnée, peut ainsi être calculée à partir de (2.1) et (2.2) :

$$L = \frac{1}{D} \quad (2.3)$$

Une valeur supérieure ou égale à 1 indique que le composant est défaillant (la durée issue du calcul peut en effet être supérieure à la durée de vie d'un composant). Une valeur inférieure à 1 quantifie le niveau d'endommagement du composant avant sa rupture.

Dans le cas d'une carte électronique équipée de composants électroniques, le dommage modal normalisé, noté ici $D_{m_j}^{c_i}$ pour le composant c_i et le mode j est défini comme le rapport entre le

dommage induit par le mode j , $D_j^{c_i}$, et le dommage total induit par l'ensemble des modes sur le composant c_i :

$$D_{m_j}^{c_i} = \frac{D_j^{c_i}}{\sum_j D_j^{c_i}}. \quad (2.4)$$

Cette valeur du dommage donne la contribution de chaque mode au dommage total pour chaque composant, comprise entre 0 et 1. Elle permet ainsi de déterminer les modes les plus endommageants pour chaque composant afin de pouvoir cibler ensuite le contrôle sur ces modes.

Le niveau d'endommagement modal de la carte électronique, moyenné sur l'ensemble des composants peut alors être défini par :

$$D_{m_j} = \frac{1}{n} \sum_i D_{m_j}^{c_i}, \quad (2.5)$$

où n est le nombre de composants électroniques. Cette quantité est semblable au dommage $D_{m_j}^{c_i}$ précédemment calculé mais reflète ici la contribution de chaque mode au dommage total pour la carte électronique.

2.2. Piézoélectricité

La conception de systèmes de contrôle basés sur des structures intelligentes peut utiliser le phénomène de piézoélectricité. Exploité dans le cadre des capteurs ou actionneurs PZT, il permet en effet de réaliser une structure intelligente utilisée pour le contrôle actif. La compréhension du phénomène sous la forme d'équations de couplage électromécanique est indispensable pour établir le modèle éléments finis de la structure intelligente et à plus long terme le modèle d'état utilisé par l'algorithme LQG dans l'application du contrôle. Après une brève description du phénomène, cette section détaille les équations de couplage électromécanique puis la formulation éléments finis d'une structure intelligente et plus particulièrement la notion de coefficient de couplage électromécanique qui conditionne l'efficacité du système de contrôle. Les différentes formulations utilisées suivant le conditionnement, dans le cas des capteurs, ou le pilotage, dans le cas des actionneurs, sont finalement présentées.

2.2.1. Introduction

La piézoélectricité peut se définir comme la dépendance réciproque entre les phénomènes mécaniques, contrainte et déformation, et les phénomènes électriques, champ et charges électriques. Observé qualitativement pour la première fois par le minéralogiste français, R. Haüy, l'effet piézoélectrique a été quantifié par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880. L'observation de charges électriques apparaissant à la surface d'un cristal soumis à une contrainte démontra l'effet direct. L'effet inverse, déformation du cristal sous l'application d'un champ électrique, sera

montré en premier lieu par G. Lippmann, par des considérations thermodynamiques, puis validé expérimentalement par les frères Curie en 1881. Le phénomène de la piézoélectricité est directement lié à la structure cristalline des matériaux. Pour être piézoélectrique, un matériau doit être non centro-symétrique (Figure 6). Le barycentre des charges positives C^+ doit être décalé de celui des charges négatives C^- . Sans champ électrique extérieur, le matériau présente une polarisation induite par le moment dipolaire p :

$$p = qd, \quad (2.6)$$

en nommant q la charge de chaque barycentre et d la distance entre les deux points. La déformation de la maille induite par l'application d'une contrainte, va diminuer la distance d , libérant de ce fait des charges électriques qui, en circuit ouvert, seront stockées dans la capacité du matériau, créant ainsi un champ électrique : il s'agit de l'effet direct. Réciproquement, l'application d'un fort champ électrique sur le matériau augmente la distance d entre les barycentres, conduisant à une déformation de la maille cristalline et donc à une déformation d'ordre macroscopique : il s'agit de l'effet inverse.

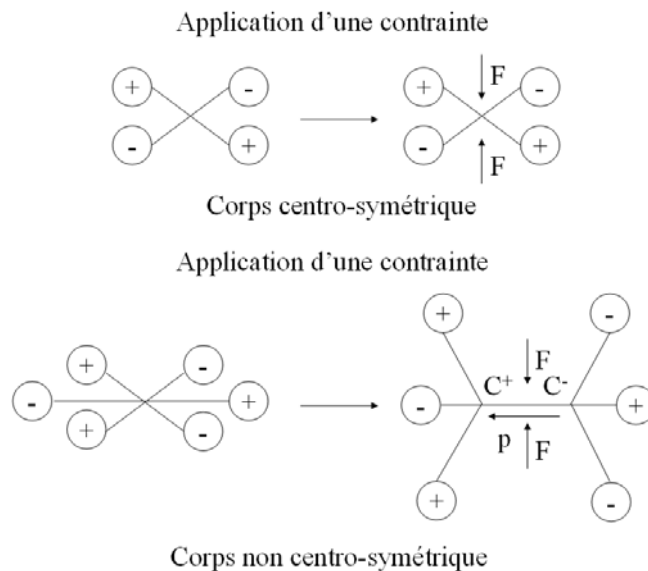


Figure 6 : Apparition du phénomène de la piézoélectricité.

2.2.2. Equations constitutives de la piézoélectricité

Les équations de la piézoélectricité peuvent être déterminées à partir des équations de la thermodynamique, en considérant les couples de variables indépendantes : (E, T) ; (D, T) ; (E, S) ; (D, S) , où E désigne le champ électrique (V/m), T la contrainte (N/m²), D le déplacement électrique ou induction électrique (C/m²) et S la déformation (m/m). Ainsi, l'expression du potentiel thermodynamique de Gibbs G dans le cas d'une transformation adiabatique réversible permet de retrouver l'expression des différents coefficients piézoélectriques dans le cas d'un développement au premier ordre.

$$G = U - TS - ED, \quad (2.7)$$

où U est l'énergie interne du système et où les variables E , T , D et S se définissent comme les dérivées partielles du potentiel de Gibbs (2.7). On obtient alors les huit équations données Tableau 1 et explicitées à l'aide des variables définies Tableau 2.

Tableau 1: Equations de couplage électromécanique.

Variables indépendantes	Grandeurs électriques	Grandeurs mécaniques
E, T	$D = dT + \varepsilon^T E$ (2.8)	$S = s^E T + d^t E$ (2.9)
D, T	$E = \beta^T D - gT$ (2.10)	$S = s^D T + g^t D$ (2.11)
E, S	$D = \varepsilon^S E + eS$ (2.12)	$T = c^E S - e^t E$ (2.13)
D, S	$E = \beta^S D - hS$ (2.14)	$T = c^D S - h^t D$ (2.15)

Tableau 2 : Notations utilisées dans le Tableau 1.

$[]^t$	Transposée de la matrice $[]$
$()^X$	Grandeur $()$ à X constant ou nul
T (N/m ²)	Contrainte mécanique
S (m/m)	Déformation relative
E (V/m)	Champ électrique
D (C/m ²)	Déplacement électrique ou induction
s (m ² /N)	Compliance ou souplesse élastique
c (N/m ²)	Matrice d'élasticité (inverse de la matrice de rigidité)
ε (F/m)	permittivité électrique
β (m/F)	constante d'imperméabilité diélectrique
d (C/N ou m/V)	Constante piézoélectrique traduisant la proportionnalité entre la charge et la contrainte à champ constant ou nul
e (C/m ² ou N/Vm)	Coefficient piézoélectrique traduisant la proportionnalité entre la charge et la déformation à champ constant ou nul
g (Vm/N ou m ² /C)	Coefficient piézoélectrique traduisant la proportionnalité entre la contrainte et le champ résultant à induction constante ou nulle
h (V/m ou N/C)	Coefficient piézoélectrique traduisant la proportionnalité entre la déformation et le champ résultant à induction constante ou nulle

Les relations définies se réfèrent aux directions choisies présentées dans la Figure 7. Les composantes S_1, S_2, S_3 et T_1, T_2, T_3 de S et T , désignent les déformations et contraintes parallèles aux axes 1, 2, 3. Les composantes S_4, S_5, S_6 et T_4, T_5, T_6 , correspondent aux déformations et contraintes de cisaillement autour des mêmes axes. Par convention, l'axe 3 est défini dans la direction de polarisation.

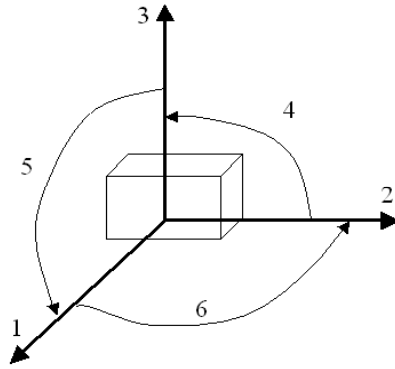


Figure 7 : Numérotation des axes.

2.2.3. Modes de couplage des céramiques piézoélectriques

La structure cristalline des céramiques PZT présente des propriétés de symétrie qui se retrouvent sur les tenseurs caractéristiques :

$$s = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ & & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ & & & s_{44} & 0 & 0 \\ & & & & s_{44} & 0 \\ & & & & & s_{66} \end{bmatrix}, \epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & 0 & 0 \\ & \epsilon_{11} & 0 \\ & & \epsilon_{33} \end{bmatrix}, d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Les céramiques piézoélectriques présentent trois principaux modes de couplage électromécanique : le mode longitudinal (33), le mode transversal (31) et le mode de cisaillement (15).

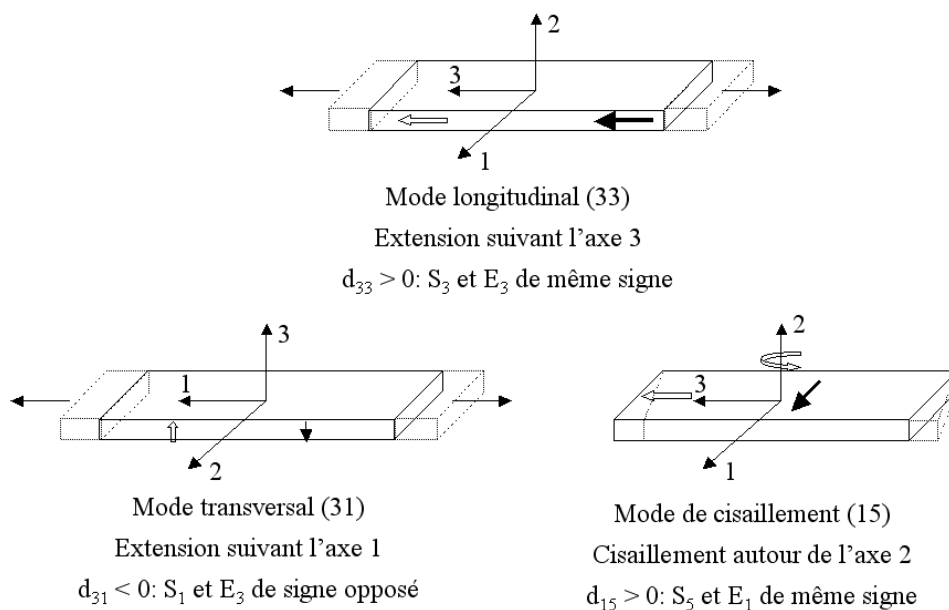


Figure 8 : Modes de couplage des céramiques piézoélectriques.

2.2.4. Conversion d'énergie par effet piézoélectrique

La piézoélectricité assure un moyen direct de conversion électromécanique de l'énergie. Le fonctionnement d'un actionneur piézoélectrique sur un cycle théorique de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique permet de définir les caractéristiques de la conversion, particulièrement le coefficient de couplage électromécanique. Ce coefficient joue un rôle primordial dans les techniques de contrôle et d'amortissement des systèmes. Le cycle de conversion énergétique, présenté sur la Figure 9, peut-être divisé en trois étapes dissociant les phases de travail mécanique de celles de travail électrique. L'actionneur piézoélectrique est relié à une source de tension idéale imposant un champ électrique suivant l'axe 3. Il est supposé fonctionner en mode transversal, donc se déformer suivant 1. Le raisonnement décrit ici pour un actionneur piézoélectrique soumis à un champ électrique, donc dans le cas de l'effet piézoélectrique inverse, est identique pour un capteur piézoélectrique, donc dans le cas de l'effet piézoélectrique direct.

Durant la première étape du cycle, correspondant au trajet OA sur la Figure 9, l'actionneur est libre, à contrainte T_1 constante. Il se déforme sous l'effet du champ électrique E_3 appliqué et emmagasine une énergie W correspondant au travail de la source électrique. Le travail mécanique est donc nul. Le travail de la source électrique $W_{e_{OA}}$ peut s'exprimer en fonction du champ électrique appliqué et des caractéristiques du matériau à contrainte constante :

$$W_{e_{OA}} = \int_0^A E_3 dD_3 = \frac{1}{2} \epsilon_{33}^T E_3^2 = W > 0. \quad (2.17)$$

Durant la seconde étape, correspondant au trajet AB sur la Figure 9, une partie de l'énergie électrique fournie par la source est restituée sous forme électrique tandis que l'énergie restante est stockée dans le matériau sous la forme élastique. Le champ électrique E_3 est ainsi ramené à une valeur nulle à déformation S_1 supposée constante. Le travail mécanique est donc nul. Le travail électrique restitué à la source peut s'exprimer en fonction du champ électrique appliqué et des caractéristiques du matériau à déformation constante :

$$W_{e_{AB}} = \int_A^B E_3 dD_3 = -\frac{1}{2} \epsilon_{33}^S E_3^2 = W_i < 0. \quad (2.18)$$

Durant la troisième étape, correspondant au trajet BO sur la Figure 9, la céramique est libérée et restitue l'énergie stockée sous forme de travail mécanique W' , à champ électrique E_3 constant et nul. Le travail électrique est donc nul.

$$W_{m_{BO}} = \int_B^O T_1 dS_1 = -\frac{1}{2} \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} E_3^2 = -W' < 0. \quad (2.19)$$

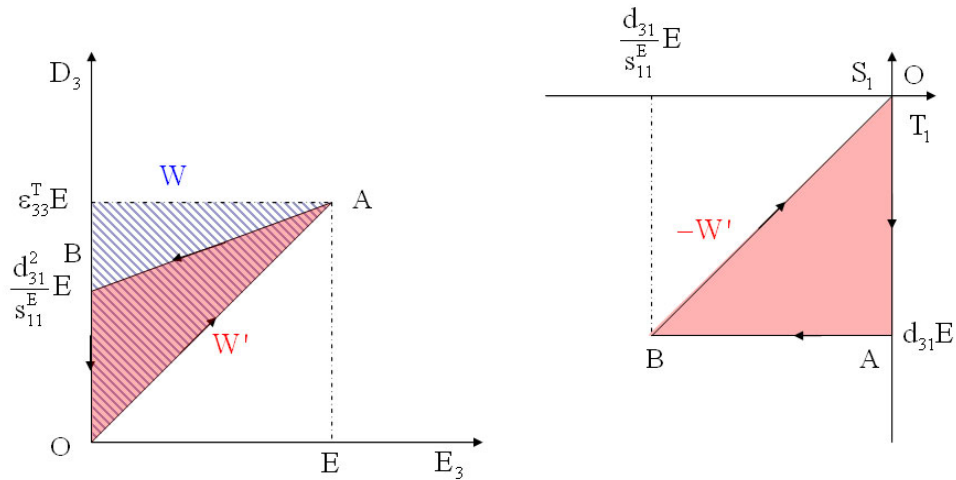


Figure 9 : Cycle théorique de conversion de l'énergie dans le cas d'un actionneur piézoélectrique.

L'énergie transformée W' peut s'exprimer en fonction du travail apporté par la source électrique et de l'énergie restituée à la source sous la forme de travail électrique :

$$W' = W - W_i. \quad (2.20)$$

Le rapport entre l'énergie transformée W' à l'énergie initialement fournie par la source W , permet de caractériser l'aptitude du transducteur à convertir l'énergie. La racine de ce rapport défini directement par convention le coefficient de couplage électromécanique k_{31} de la céramique piézoélectrique :

$$k_{31} = \sqrt{\frac{W'}{W}}. \quad (2.21)$$

Avec (2.17) et (2.19), (2.21) peut finalement s'écrire

$$k_{31} = \sqrt{\frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \epsilon_{33}^T}}. \quad (2.22)$$

Il s'agit ici du coefficient de couplage électromécanique de la céramique seule et libre.

Dans le cas d'une céramique collée sur une structure, ce coefficient définit la limite supérieure du coefficient de couplage électromécanique généralisé K_i , utilisé pour caractériser la conversion énergétique du patch intégré à la structure et défini dans la section 2.2.8. Les deux coefficients peuvent néanmoins être reliés via l'énergie modale de déformation v_i [45] de la structure intelligente, en supposant k_{31} et v_i petits, donc dans l'hypothèse classique de non modification des formes modales par l'effet piézoélectrique (Cf. (2.62) dans la section 2.2.7).

2.2.5. Modélisation par éléments finis

2.2.5.1. Formulation générale

Dans le cas des structures intelligentes complexes, une modélisation par éléments finis est nécessaire pour évaluer dans un premier temps le comportement de la structure. Elle permet également de concevoir la structure intelligente, plus particulièrement au niveau du positionnement des actionneurs et des capteurs piézoélectriques et de réaliser les premières estimations des performances de l'application d'un système de contrôle. Elle est classiquement obtenue [75] à partir des équations de la piézoélectricité, (2.8) à (2.15), et du principe de Hamilton :

$$\delta \int_{t_1}^{t_2} (L + W) dt = 0, \quad (2.23)$$

où t_1 et t_2 désignent deux instants. L est le Lagrangien et W le travail virtuel des forces mécaniques et électriques externes. Le Lagrangien se définit comme étant la somme de l'énergie cinétique et de l'enthalpie électrique du système. L'élaboration du modèle éléments finis d'une structure intelligente à partir du principe de Hamilton est détaillée dans [75] et [29]. Dans le cas de structures faiblement amorties, l'amortissement peut ne pas être pris en compte pour le modèle de la structure. Le modèle de la structure non amortie peut alors s'écrire

$$m\ddot{\delta} + k\delta + K_z v = f, \quad (2.24)$$

$$K_z^t \delta + C_p v = Q, \quad (2.25)$$

où δ est le vecteur des déplacements, v est le vecteur du potentiel électrique, m est la matrice de masse et k la matrice de raideur, K_z est la matrice de couplage piézoélectrique, f est le vecteur des forces nodales extérieures, C_p est la matrice de capacité et Q représente les charges électriques.

La forme des équations (2.24) et (2.25) peut varier suivant les conditions aux limites électriques imposées aux bornes des patches piézoélectriques, c'est à dire suivant la valeur du potentiel électrique v . Trois cas sont possibles, suivant l'utilisation du patch piézoélectrique et / ou le conditionnement de la quantité mesurée. Dans le premier cas, v est contraint à une certaine valeur v^c et la charge électrique correspondante sera notée Q^c . Il peut s'agir par exemple d'un actionneur piézoélectrique piloté en tension (Cf. 2.2.6.2). Dans le second cas, v est contraint à une valeur nulle, $v^0 = 0$ et la charge électrique Q^0 est alors recherchée. Il peut s'agir par exemple d'un capteur piézoélectrique conditionné en charge (Cf. 2.2.6.3). Enfin, dans le dernier cas, v est libre et noté v^u et la charge Q^u est alors nulle.

Avec cette notation, (2.24) s'écrit alors :

$$m\ddot{\delta} + k\delta + K_z^u v^u = f - K_z^c v^c, \quad (2.26)$$

où K_z^u est la matrice de couplage piézoélectrique pour les patches piézoélectriques en circuit ouvert, K_z^c est la matrice de couplage piézoélectrique pour les patches piézoélectriques au potentiel contraint (cas des actionneurs), K_z^0 est la matrice piézoélectrique pour les patches piézoélectriques en court-circuit.

De même, (2.25) peut s'écrire en deux équations :

$$v^u = -\left(C_p^u\right)^{-1} \left(K_z^u\right)^t \delta, \quad (2.27)$$

$$\left(K_z^0\right)^t \delta = Q^0, \quad (2.28)$$

(2.27) établit la liaison entre le potentiel v^u apparaissant aux bornes des électrodes des patches piézoélectriques en circuit ouvert et le vecteur des déplacements δ . (2.28) établit le lien entre la charge électrique Q^0 apparaissant sur les électrodes des patches piézoélectriques en court-circuit et le vecteur des déplacements δ . Dans ce cas, l'équation de la structure libre associée s'écrit avec (2.26) et (2.27)

$$m\ddot{\delta} + \left(k - K_z^u C_p^{-1} \left(K_z^u\right)^t\right) \delta = 0, \quad (2.29)$$

où la matrice k ne contient que la raideur structurale de la structure, indépendamment des phénomènes de couplage électromécanique. Le terme $-K_z^u C_p^{-1} \left(K_z^u\right)^t$ représente la « raideur électrique » induite par les céramiques en circuit ouvert. K_z^u étant négatif dans ce cas, la « raideur électrique » augmente la raideur générale de la structure.

2.2.5.2. Formulation modale

Le contrôle modal nécessitant un modèle modal de la structure intelligente, la modélisation doit donc être formulée sous sa forme modale. Une analyse modale réalisée sur la structure libre non amortie permet d'obtenir la matrice des modes propres ϕ de la structure, telle que :

$$\delta = \phi q \quad (2.30)$$

En pré multipliant l'équation (2.26) par ϕ^t , il vient:

$$\phi^t m \phi \ddot{q} + \phi^t k \phi q + \phi^t K_z^u v^u = \phi^t f - \phi^t K_z^c v^c. \quad (2.31)$$

(2.27) et (2.28) s'écrivent alors

$$\left(K_z^u\right)^t \phi q + C_p^u v^u = 0, \quad (2.32)$$

$$\left(K_z^0\right)^t \phi q = Q^0. \quad (2.33)$$

Avec (2.32), (2.31) s'écrit :

$$\phi^t m \phi \ddot{q} + \phi^t \left(k - K_z^u \left(C_p^u\right)^{-1} \left(K_z^u\right)^t\right) \phi q = \phi^t f - \phi^t K_z^c v^c, \quad (2.34)$$

où ϕ est normée de sorte que la matrice de masse modale soit égale à la matrice identité:

$$M = \phi^t m \phi = Id, \quad (2.35)$$

En introduisant le vecteur de couplage électromécanique Π de la structure intelligente pour les trois conditions aux limites électriques possibles :

$$\Pi^c = -\phi^t K_z^c, \quad (2.36)$$

$$\Pi^u = \phi^t K_z^u, \quad (2.37)$$

$$\Pi^0 = \phi^t K_z^0. \quad (2.38)$$

le modèle modal de la structure intelligente s'écrit alors:

$$\ddot{q} + K_m q = \phi^t f + \Pi^c v^c, \quad (2.39)$$

avec K_m la matrice de raideur modale, considérée comme diagonale, telle que :

$$K_m = \phi^t \left(k - K_z^u (C_p^u)^{-1} (K_z^u)^t v^u \right) \phi = \text{diag}(\omega_i^2). \quad (2.40)$$

La matrice K_m inclut donc la raideur des patchs piézoélectriques en circuit ouvert.

$$(\Pi^c)^t q + C_p^c v^c = Q^c, \quad (2.41)$$

$$(\Pi^0)^t q = Q^0, \quad (2.42)$$

$$(\Pi^u)^t q + C_p^u v^u = 0. \quad (2.43)$$

Pour la suite de l'étude, la notation simplifiée suivante sera adoptée pour une structure intelligente libre non amortie

$$\ddot{q} + Kq - \Pi v = 0, \quad (2.44)$$

$$\Pi^t q + C_p v = Q. \quad (2.45)$$

La première équation contient la dynamique de la structure non amortie, instrumentée d'un composant piézoélectrique. La seconde équation, ou équation électrique, relie la valeur de la charge libre apparaissant à la surface des électrodes du composant piézoélectrique au vecteur des participations modales. Ce modèle général ne différencie pas le fait qu'un composant piézoélectrique soit actionneur ou capteur. La différence entre les deux types de composant se situe au niveau des conditions limites électriques imposées aux bornes du composant piézoélectrique, c'est à dire sur les valeurs de v ou de Q imposées sur les électrodes.

2.2.6. Conditions électriques particulières

La dynamique de la structure intelligente et son comportement électrique sont différents suivant les conditions aux limites électriques appliquées aux bornes des patchs piézoélectriques. Les

actionneurs piézoélectriques peuvent être soit pilotés en charge, soit en tension. Les capteurs piézoélectriques peuvent être soit connectés à des amplificateurs de charge, soit à des amplificateurs de courant.

2.2.6.1. Actionneur piézoélectrique piloté en charge

Si la charge électrique Q est contrôlée, le potentiel électrique v s'écrit d'après (2.45):

$$v = -C_p^{-1} (\Pi^t q - Q). \quad (2.46)$$

En réinjectant (2.46) dans l'équation (2.44), il vient :

$$\ddot{q} + (K + \Pi C_p^{-1} \Pi^t) q = -\Pi C_p^{-1} Q. \quad (2.47)$$

La charge électrique Q imposée n'est plus un degré de liberté mais devient une contrainte imposée. Elle s'écrit donc dans le terme de droite de l'équation (2.47) qui correspond classiquement aux forces imposées. Le potentiel électrique v devient un degré de liberté, donc est inclus dans la partie gauche. La dynamique de la structure libre non amortie peut alors s'écrire :

$$\ddot{q} + (K + \Pi C_p^{-1} \Pi^t) q = 0. \quad (2.48)$$

L'équation (2.48) montre que dans le cas d'un actionneur piézoélectrique piloté en charge, les valeurs propres du système dépendent du phénomène de couplage électromécanique. Il y a alors une augmentation de la raideur de la structure, induite par la raideur électrique du patch piézoélectrique par le terme $\Pi K_d^{-1} \Pi^t$.

2.2.6.2. Actionneur piézoélectrique piloté en tension

Si l'actionneur piézoélectrique est piloté en tension, le potentiel v est contrôlé et les équations (2.44) et (2.45) deviennent :

$$\ddot{q} + Kq = \Pi v, \quad (2.49)$$

$$\Pi^t q + C_p v = Q. \quad (2.50)$$

Le potentiel v n'est plus un degré de liberté mais devient une contrainte électrique imposée et s'écrit donc dans le terme de droite de l'équation. La charge électrique Q apparaissant à la surface de l'électrode du patch piézoélectrique peut être obtenue via l'équation (2.50). Les valeurs propres du système, obtenues par une analyse modale de la structure libre, sont solutions de l'équation :

$$\ddot{q} + Kq = 0. \quad (2.51)$$

L'équation (2.51) montre que dans le cas d'un actionneur piézoélectrique piloté en tension, les valeurs propres du système ne dépendent pas du phénomène de couplage électromécanique. Il n'y a donc pas de modification de la raideur de la structure.

2.2.6.3. Capteur piézoélectrique conditionné en charge

Dans le cas d'un capteur piézoélectrique connecté à un amplificateur de charge (Figure 10), les électrodes du patch sont court-circuitées via le circuit électrique de l'amplificateur de charge. (2.44) et (2.45) deviennent alors

$$\ddot{q} + Kq = \Pi v, \quad (2.52)$$

$$\Pi^t q = Q. \quad (2.53)$$

La charge électrique Q apparaissant sur les électrodes du capteur peut alors s'écrire en fonction de la capacité de l'amplificateur de charge C_r et de la tension mesurée en sortie de l'amplificateur V_s ,

$$Q = -C_r V_s. \quad (2.54)$$

L'équation électrique de la structure intelligente s'écrit ainsi

$$V_s = -\frac{1}{C_r} \Pi^t q. \quad (2.55)$$

La tension mesurée est dans ce cas liée au vecteur des déplacements modaux q .

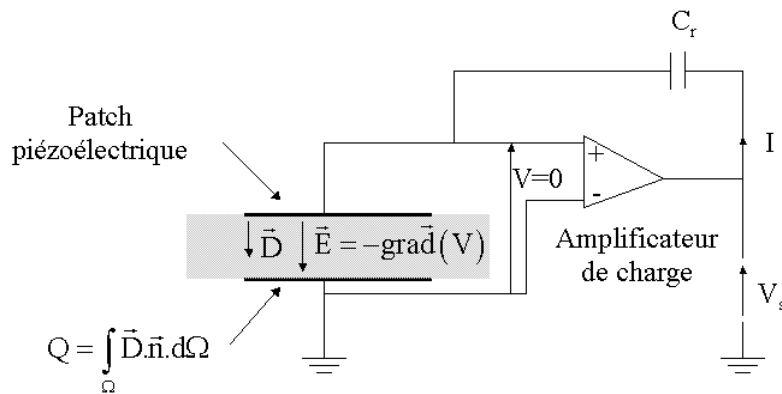


Figure 10 : Patch piézoélectrique connecté à un amplificateur de charge.

2.2.6.4. Capteur piézoélectrique conditionné en courant

Dans le cas d'un capteur piézoélectrique connecté à un amplificateur de courant (Figure 11), l'intensité $\dot{Q}$ aux bornes du capteur peut alors s'écrire en fonction de la résistance de l'amplificateur de courant R_f et de la tension mesurée en sortie de l'amplificateur V_s ,

$$\dot{Q} = \frac{-V_s}{R_f}. \quad (2.56)$$

L'équation électrique de la structure intelligente s'écrit ainsi

$$V_s = -R_f \Pi^t \dot{q}. \quad (2.57)$$

La tension mesurée est dans ce cas liée au vecteur des vitesses modales $\dot{q}$.

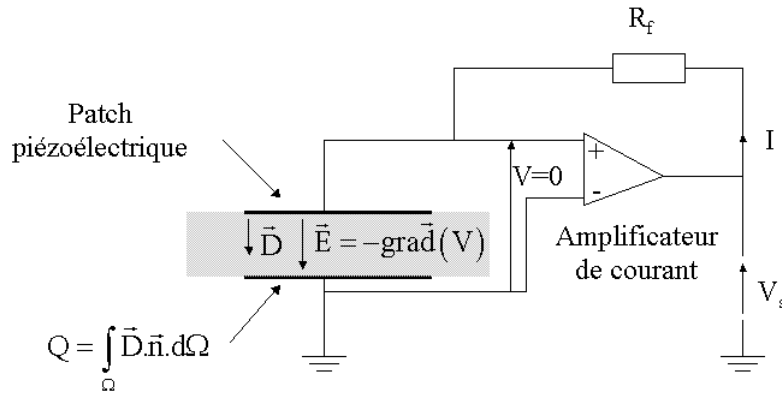


Figure 11 : Patch piézoélectrique connecté à un amplificateur de courant.

2.2.7. Vecteur de couplage électromécanique généralisé

L'effet piézoélectrique est introduit dans les équations de couplage électromécanique de la structure intelligente complète, à l'aide du vecteur de couplage électromécanique présenté dans (2.36), (2.37) et (2.38) lors du passage dans la base modale. Son identification expérimentale ou numérique peut être réalisée par une mesure de l'effet piézoélectrique qui se traduit par une modification de la raideur et donc des fréquences propres de la structure suivant les conditions électriques imposées au bornes du patch : circuit ouvert ou court-circuit. Le développement suivant introduit ainsi le lien entre la différence de raideur de la structure en circuit ouvert et en court-circuit avec le vecteur de couplage électromécanique multi modal. Il est important de préciser que toute la formulation adoptée est valable uniquement dans le cas d'une céramique à couplage transversal et à faible coefficient de couplage électromécanique constructeur k_{31} , ce qui est valable dans le cas des céramiques mais très problématique pour d'autres matériaux tels que les quartz. Ces deux conditions permettent d'émettre l'hypothèse de non modification des formes modales en circuit ouvert et en court circuit, indispensable à l'expression du coefficient de couplage électromécanique généralisé introduit dans la section 2.2.8. Les équations (2.49) et (2.50) peuvent ainsi s'écrire en court-circuit:

$$\ddot{q} + \phi_{cc}^t k \phi_{cc} q = 0, \quad (2.58)$$

$$\Pi_{cc}^t q = Q, \quad (2.59)$$

et respectivement dans le cas d'un composant piézoélectrique en circuit ouvert :

$$\ddot{q} + \phi_{co}^t k \phi_{co} q - \Pi v = 0, \quad (2.60)$$

$$\Pi_{co}^t q + C_p v = 0, \quad (2.61)$$

où les termes portant l'indice « cc » font référence au composant piézoélectrique placé en court-circuit et les termes portant l'indice « co » font référence au composant piézoélectrique en circuit ouvert. Dans le cas de céramiques piézoélectriques à couplage transversal et à faible coefficient de

couplage, la matrice des formes modales en circuit ouvert et celle en court-circuit peuvent être supposées égales. Ainsi, l'égalité suivante peut être admise

$$\phi_{cc} = \phi_{co}, \quad (2.62)$$

alors le vecteur de couplage électromécanique est identique en circuit ouvert et en circuit fermé :

$$\Pi_{cc} = \Pi_{co}. \quad (2.63)$$

Si le composant piézoélectrique est en court-circuit, (2.58) s'écrit :

$$\ddot{q} + \phi^t k \phi q = 0. \quad (2.64)$$

Dans ce cas, le potentiel électrique v sur l'électrode du composant est imposé à 0 V et la charge libre Q à la surface des électrodes devient un degré de liberté

En posant

$$K_{cc} = \phi^t k \phi, \quad (2.65)$$

(2.64) peut alors s'écrire :

$$\ddot{q} + K_{cc} q = 0, \quad (2.66)$$

où K_{cc} est la matrice modale de raideur du système, les autres composants piézoélectriques étant supposés en court-circuit. Elle est purement structurale et s'écrit :

$$K_{cc} = \text{diag}(\omega_{cci})^2. \quad (2.67)$$

Si le composant piézoélectrique est placé en circuit ouvert :

$$\ddot{q} + K_{cc} q - \Pi v = 0 \quad (2.68)$$

$$\Pi^t q + C_p v = 0. \quad (2.69)$$

Dans ce cas, le potentiel électrique v sur l'électrode du composant devient un degré de liberté tandis que la charge libre Q à la surface des électrode est contrainte à une valeur nulle.

Avec (2.69), (2.68) peut s'écrire :

$$\ddot{q} + (K_{cc} + \Pi C_p^{-1} \Pi^t) q = 0. \quad (2.70)$$

(2.70) peut aussi s'écrire :

$$\ddot{q} + K_{co} q = 0. \quad (2.71)$$

Donc :

$$K_{co} = K_{cc} + \Pi C_p^{-1} \Pi^t. \quad (2.72)$$

Le terme K_{cc} traduisant la raideur mécanique de la structure sans effet piézoélectrique, lorsque le composant piézoélectriques est en court-circuit et le terme $\Pi C_p^{-1} \Pi^t$ traduisant la raideur électrique induite par les composants piézoélectriques en circuit ouvert.

L'équation (2.72) peut aussi s'écrire :

$$C_p (K_{co} - K_{cc}) = \Pi \Pi^t, \quad (2.73)$$

où en introduisant les pulsations propres en circuit ouvert et en circuit fermé :

$$C_p \left((\omega_{coi})^2 - (\omega_{cci})^2 \right) = \Pi_i^2 \quad (2.74)$$

Soit sous forme fréquentielle :

$$\Pi_i = 2\pi \sqrt{C_p \left((f_{coi})^2 - (f_{cci})^2 \right)} \quad (2.75)$$

L'expression est définie si :

$$f_{coi} > f_{cci} \quad (2.76)$$

Cette relation est toujours vérifiée, le phénomène de couplage électromécanique augmentant la raideur de la structure. L'expression (2.75) peut être utilisée expérimentalement ou numériquement pour identifier le vecteur de couplage électromécanique multi modal.

2.2.8. Coefficient de couplage électromécanique généralisé

Si une céramique seule est caractérisée suivant les données constructeurs par son coefficient de couplage électromécanique (2.22), une structure intelligente instrumentée de composants piézoélectriques est caractérisée par le coefficient de couplage électromécanique de chaque composant piézoélectrique. Le coefficient de couplage électromécanique d'une structure instrumentée de patchs piézoélectriques 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 le rendement du transducteur piézoélectrique. Par exemple, si 100 W d'énergie électrique sont apportés à la structure, un coefficient de couplage de 10% signifie que 10 W seront convertis en énergie mécanique et 90 W seront restitués sous forme électrique. L'application d'une tension aux bornes d'un patch génère en effet une déformation de celui-ci, qui est liée à l'énergie restituée sous la forme mécanique, l'apparition de charges à la surface des électrodes, qui est liée à l'énergie restituée sous la forme électrique. Il n'y a pas à ce niveau de pertes d'énergie, le cycle du patch piézoélectrique étant supposé parfait. Il faut distinguer le coefficient de couplage donné par les fabricants de matériaux piézoélectriques, de l'ordre de 60%, se rapportant à la céramique piézoélectrique seule, et le coefficient de couplage de la structure intelligente complète calculé ici, beaucoup plus faible (<15%) et ne pouvant pas s'exprimer uniquement en fonction des caractéristiques du matériau. Le coefficient "fabricant" permet de choisir le matériau piézoélectrique utilisé, en amont de la phase relative aux structures intelligentes. Le coefficient de la structure intelligente, quant à lui, dépend de la position et du nombre de patchs piézoélectriques placés sur la structure, et bien entendu de la structure. L'introduction du coefficient de couplage électromécanique, à ce stade de l'étude, permet de remplacer le vecteur de couplage électromécanique par ce paramètre, de caractère plus significatif

physiquement. Le coefficient de couplage se définit en fonction des fréquences propres de la structure avec le patch alternativement en circuit ouvert et en circuit fermé. Par définition [45][47][48][49], il s'écrit :

$$K_i^2 = \frac{(f_{coi})^2 - (f_{cci})^2}{(f_{coi})^2}. \quad (2.77)$$

Il peut également s'écrire en fonction du vecteur de couplage électromécanique et des fréquences de la structure, patch en circuit ouvert, avec (2.75) :

$$K_i^2 = \frac{1}{C_p (f_{coi})^2} \left(\frac{\Pi_i}{2\pi} \right)^2 = \frac{\Pi_i^2}{4\pi^2 C_p (f_{coi})^2}. \quad (2.78)$$

Il peut aussi s'écrire en fonction des fréquences de la structure, patch en court-circuit. Avec (2.75) :

$$(f_{coi})^2 = \frac{\Pi_i^2}{4\pi^2 C_p} + (f_{cci})^2, \quad (2.79)$$

et avec (2.77) :

$$K_i^2 = \frac{\Pi_i^2}{\Pi_i^2 + 4\pi^2 C_p (f_{cci})^2}. \quad (2.80)$$

Cette dernière expression permet en particulier de calculer le vecteur de couplage électromécanique dans le cas où il est déduit de la mesure du coefficient de couplage électromécanique généralisé K_i :

$$\Pi_i^2 = \frac{K_i^2 C_p (\omega_{cci})^2}{1 - K_i^2}. \quad (2.81)$$

L'expression (2.81) montre que le vecteur de couplage électromécanique tend à augmenter avec la fréquence.

2.2.9. Identification des caractéristiques de couplage électromécanique

L'identification du vecteur de couplage électromécanique généralisé est nécessaire pour construire le modèle d'état utilisé par le contrôleur, plus particulièrement les matrices actionneurs et capteurs. La qualité et la pertinence des simulations numériques ainsi que la conception du contrôleur sont fonctions de ce paramètre. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées, numériques ou expérimentales. Le vecteur de couplage électromécanique peut être extrait d'une modélisation par éléments finis de la structure intelligente [29]. Cette méthode utilisée dans le cas de structures simples, peut se révéler complexe dans le cas de structures industrielles réelles, du fait des difficultés de modélisation.

Le vecteur de couplage électromécanique peut être déduit de la mesure du coefficient de couplage électromécanique généralisé réalisée expérimentalement en utilisant (2.78). Cette mesure revient à observer physiquement l'effet de raidissement structural (ou raideur électrique) induit par l'effet piézoélectrique. Deux méthodes permettent de le quantifier : la mesure directe des fréquences de la structure pour différentes conditions aux limites électriques, ou une mesure d'induction. La mesure directe de chacune des fréquences propres de la structure revient à mesurer pour chaque patch piézoélectrique le rapport

$$K_i^2 = \frac{(f_i^{co})^2 - (f_i^{cc})^2}{(f_i^{co})^2}, \quad (2.82)$$

présenté dans (2.77). C'est cette méthode qui sera adoptée dans la suite de l'étude pour sa facilité de mise en œuvre.

Cependant, dans la majorité des applications, l'effet du raidissement lié à l'effet piézoélectrique est négligeable devant la raideur de la structure. Porfiri [77] propose une méthode d'identification du coefficient de couplage électromécanique généralisé, basée sur un shunt RL de l'élément piézoélectrique. La valeur d'inductance nécessaire étant très élevée, l'inductance est dans ce cas réalisée via un circuit équivalent d'Antoniou. A titre d'exemple, la Figure 12 présente les fonctions de transfert d'une structure intelligente pour l'actionneur piézoélectrique respectivement en court-circuit et en circuit ouvert. Le raidissement induit par le couplage électromécanique n'est à première vue pas observable comme le montre la superposition des deux courbes en circuit ouvert et en court-circuit. Une illustration sur l'un des modes de la carte électronique activée utilisée dans la suite de l'étude est présentée sur la Figure 13. Elle montre une différence fréquentielle de l'ordre de 0,1%, qui se traduit par un coefficient de couplage de 5%.

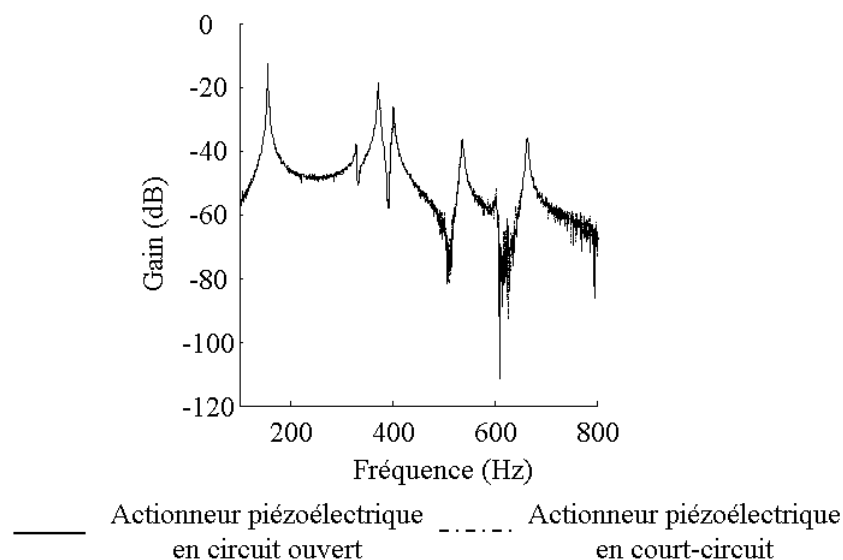


Figure 12 : Fonction de transfert du système d'une structure intelligente, avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit et en circuit ouvert.

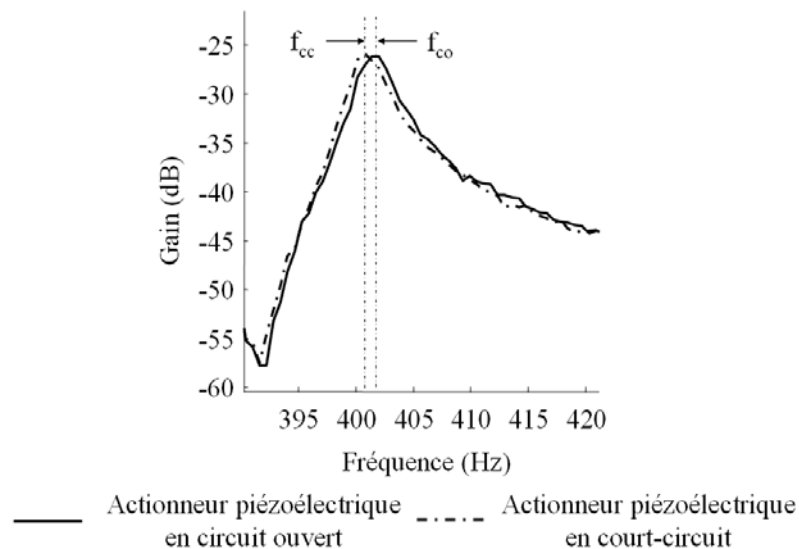


Figure 13 : Fonction de transfert d'une structure intelligente, avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit et en circuit ouvert : zoom.

Les difficultés de mesure du coefficient de couplage électromécanique généralisé peuvent engendrer des erreurs lors de la conception du modèle d'état utilisé par le contrôleur. Ces erreurs se répercutent directement sur les performances du contrôleur (Cf. section 3.6 et plus particulièrement 3.6.3 pour l'influence d'une variation du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur).

2.3. Contrôle

2.3.1. Contrôle par rétroaction

Le contrôle par rétroaction est basé sur la rétroaction entre la commande des actionneurs et les mesures issues des capteurs. L'architecture classique d'une boucle de contrôle est présentée Figure 14. Les mesures issues des capteurs sont injectées dans le contrôleur qui calcule la commande à appliquer sur les actionneurs suivant les objectifs souhaités en terme de comportement vibratoire de la structure. Le choix de l'algorithme de contrôle utilisé par le contrôleur est fonction de ces mêmes objectifs et de la nature du système à contrôler.

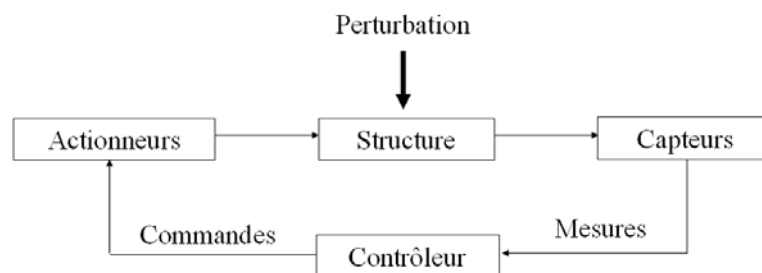


Figure 14 : Architecture d'une boucle de contrôle par rétroaction.

2.3.2. Contrôle par retour d'état

Contrairement aux techniques basiques de contrôle qui agissent directement sur les mesures issues des capteurs, le principe de retour d'état est de travailler sur chaque variable interne du système dite variable d'état. Il est basé sur un modèle du système linéaire stationnaire du premier ordre. Si le vecteur d'état est constitué des variables modales, sa détermination peut nécessiter soit des formes complexes de capteurs basées sur celles des modes, soit l'application de filtres modaux, soit sur l'utilisation d'un observateur d'état. Dans le premier cas, l'obtention des participations modales nécessite autant de capteurs différents, en terme de géométrie, que de modes à contrôler [16]. Dans le second cas, l'application de filtres modaux nécessite également un nombre de capteurs identique au nombre de modes reconstruits [24] ou bien ne fournit qu'une approximation des formes modales. La réalisation technologique peut donc être limitée par la structure sur laquelle est appliquée le contrôle, par exemple dans le cas de cartes électroniques où le nombre et l'emplacement des composants de contrôle sont fortement contraints. Dans le dernier cas, l'utilisation d'un observateur est une alternative qui augmente le nombre de modes reconstruits en minimisant le nombre de capteurs nécessaires [25]. L'observateur a pour fonction d'estimer en temps réel les variables d'états utilisées par le contrôleur. Le schéma de principe du contrôle modal issu du contrôle par retour d'état est présenté Figure 15 :

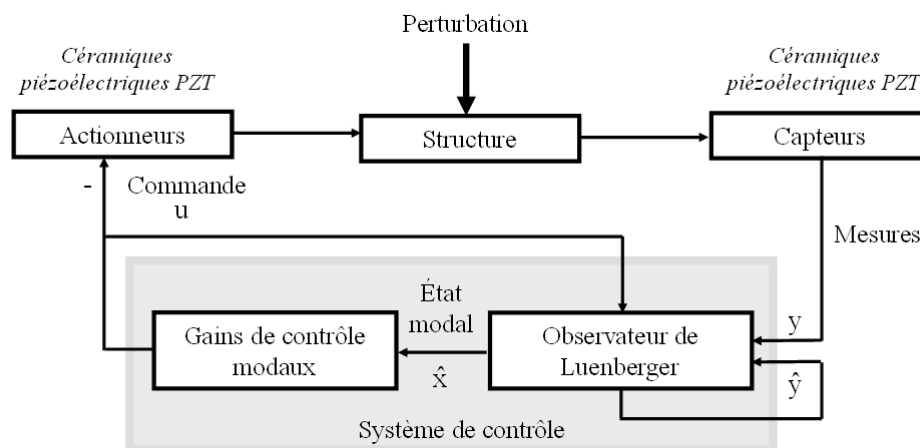


Figure 15 : Architecture d'une boucle de contrôle modal.

où y est le vecteur des mesures capteur, $\hat{y}$ est le vecteur des sorties estimées par l'observateur, $\hat{x}$ est le participation modales estimé et u la commande des actionneurs. Les mesures des capteurs y sont comparées en temps réel aux estimations des mesures $\hat{y}$ réalisées par l'observateur. L'observateur contient le modèle d'état de la structure, le plus précis possible, complété par une boucle d'asservissement proportionnel, permettant de faire converger l'erreur entre les sorties réelle y et estimée $\hat{y}$ vers zéro. L'observateur fournit donc en temps réel une estimation de l'état modal de la structure comprenant les variables modales utilisées pour le contrôle. L'ensemble de la boucle de contrôle incluant le contrôleur et l'observateur constitue un contrôle de type Linéaire Quadratique Gaussien (Cf. section 2.3.3.2). Le terme Gaussien étant utilisé par les filtres de Kalman de même algorithme, utilisés pour débruiter les signaux.

2.3.3. Commande optimale

La commande optimale est fondée sur l'optimisation d'un critère choisi suivant les conditions de fonctionnement données et les contraintes imposées. Le critère peut être de type temps minimum, dans le cas des problèmes de sécurité et de minimisation des coûts liés à la durée tel que le sismique. Il peut alors s'écrire

$$J = \int_{t_0}^{t_f} dt. \quad (2.83)$$

Les applications de ce type de critère sont réparties dans les domaines de la production continue, de l'espace, de la défense et de la médecine. Dans le cas des processus de production continue dont on veut limiter les coûts de fonctionnement, le critère peut être de type consommation minimale. Il correspond dans ce cas à l'intégrale d'un débit et peut s'écrire

$$J = \int_{t_0}^{t_f} |u| dt. \quad (2.84)$$

Le critère peut être de type quadratique, il est alors lié à la minimisation de l'énergie mise en œuvre. Il correspond alors à l'intégrale d'une puissance et peut s'écrire

$$J = \int_{t_0}^{t_f} u^2 dt. \quad (2.85)$$

C'est le cas des commandes Linéaire Quadratique (LQ) et Linéaire Quadratique Gaussienne (LQG) dont le principe général est détaillé dans les sections suivantes.

2.3.3.1. Commande LQ modale

Le contrôle LQ est fondé sur un modèle d'état de la structure. La dynamique d'un système soumis à une perturbation extérieure non colocalisée avec l'actionneur peut s'écrire sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Gw \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2.86)$$

où A est la matrice de la dynamique libre du système, B et C sont respectivement les matrices actionneur, complétant la dynamique par la partie forcée, et capteur, G est la matrice de perturbation et D est la matrice d'influence de la commande sur le vecteur des sorties, utiles dans le cas de capteurs d'accélération par exemple. Elle sera nulle dans la suite de l'étude où les capteurs utilisés sont des capteurs de déformation. x et y sont les vecteurs d'état et de mesure, w est le vecteur de perturbation. Dans le cas d'une structure intelligente modélisée par (2.44) et (2.45) dans la base modale, les matrices d'état s'expriment en fonction des paramètres modaux du système, pulsations propres ω_i , facteurs d'amortissement modaux ξ_i et vecteurs de couplage électromécanique actionneurs Π_i^a et capteurs Π_i^s telles que :

$$A = \begin{bmatrix} 0_{n,n} & \text{diag}(\omega_i) \\ -\text{diag}(\omega_i) & -\text{diag}(2\xi_i\omega_i) \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0_{n,1} \\ g_a\Pi_i^a \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} g_s\Pi_i^s(\omega_i)^{-1} & 0_{1,n} \end{bmatrix}, x = \begin{bmatrix} \omega q \\ \dot{q} \end{bmatrix}, \quad (2.87)$$

où g_a et g_s sont respectivement les gains des amplificateurs de tension actionneurs et des conditionneurs de charge capteurs. La matrice G est utilisée pour modéliser l'excitation du système par une perturbation extérieure supposée connue et localisée. Dans le cas contraire, elle ne peut pas être modélisée et n'intervient pas dans les équations suivantes. Elle peut être définie dans le cas d'une excitation par la base par

$$G = \begin{bmatrix} 0_{n,1} \\ \Psi_i \end{bmatrix}, \quad (2.88)$$

où Ψ_i est le vecteur de répartition de la perturbation localisée sur les différents modes 1 à n .

L'objectif du contrôle optimal dans le cadre modal est de minimiser le coût énergétique par rapport à la réponse de la structure. Cet objectif est traduit par la minimisation de la fonctionnelle quadratique J , pouvant s'écrire sous la forme

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^t Q x + u^t R u) dt. \quad (2.89)$$

Les termes $\frac{1}{2} x^t Q x$ et $\frac{1}{2} u^t R u$ peuvent être interprétés comme une mesure de l'énergie vibratoire du système et de l'énergie de contrôle. Q et R sont des matrices symétriques, positives et définies positives. L'objectif du contrôle optimal modal étant de minimiser l'énergie vibratoire du système, représentée par le terme $\frac{1}{2} x^t Q x$, la performance du contrôle sera donc fortement dépendante de la matrice Q de pondération d'état. Pour une structure instrumentée d'un actionneur, le choix des termes de pondération repose sur deux facteurs clefs : les performances souhaitées en terme de réduction du niveau de vibration et le niveau de la tension de commande. La matrice Q peut s'écrire dans la base modale

$$Q = \gamma \begin{bmatrix} Q_{\text{sup}} & 0 \\ 0 & Q_{\text{inf}} \end{bmatrix}, \quad (2.90)$$

où Q_{sup} pondère les termes de participations modales homogènes à une raideur et Q_{inf} les termes homogènes à un amortissement. Le terme γ permet de pondérer les participations modales de façon globale.

La commande optimale u qui minimise cette fonctionnelle dans le cas d'un horizon de contrôle infini est donnée par

$$u = -R^{-1} B^t S x = -K x, \quad (2.91)$$

où S est solution de l'équation algébrique de Riccati

$$A^t S + S A - S B R^{-1} B^t S + Q = 0 \quad (2.92)$$

Dans le cas modal, l'état x du système ne pouvant être mesuré directement, il est nécessaire de le reconstruire. L'une des solutions est l'utilisation d'un observateur de Luenberger (Figure 15).

2.3.3.2. Commande LQG modale

Le terme de commande LQG désigne une commande de type LQ intégrant un observateur pour reconstruire les participations modales. L'observateur de Luenberger utilise un modèle d'état (A_m, B_m, C_m) de la structure, complété par une boucle d'asservissement proportionnelle sur l'erreur e entre les sorties estimées $\hat{y}$ et mesurées y

$$e = y - \hat{y}, \quad (2.93)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_m \hat{x} + B_m u + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C_m \hat{x} \end{cases}, \quad (2.94)$$

où le gain L utilisé dans la boucle d'asservissement de l'observateur permet de régler la vitesse de convergence de l'erreur entre les sorties mesurées et les sorties calculées à partir de l'état estimé (2.93) vers zéro. La tension de commande u du système en boucle fermée est alors calculée en réalité à partir des gains de contrôle K et de l'état reconstruit $\hat{x}$ suivant l'équation

$$u = -K\hat{x}. \quad (2.95)$$

C'est cette relation qui sera utilisée pour le calcul des fonctions de transfert du système en boucle fermée, nécessaires pour l'estimation de la tension de commande.

2.3.3.3. Expression des fonctions de transfert

La relation entre la matrice de pondération Q et celle des gains de contrôle K n'étant pas linéaire (2.92), il est impossible de déterminer directement si le gain de contrôle nécessaire pour atteindre les performances définies par la matrice de pondération est acceptable en terme de tension de commande et de performances. La tension de commande des actionneurs piézoélectriques étant en effet limitée, pour éviter la dépolarisation des céramiques à des champs électriques trop élevés, il est nécessaire de vérifier numériquement si la tension de commande est bien inférieure à cette limite pour chaque pondération et pour chaque niveau d'excitation. Le calcul numérique des fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé entre le vecteur des sorties y et de perturbation w permet également de valider la réduction des vibrations obtenue sur chaque mode qui peut être interprétée en terme de durée de vie. L'état $\hat{x}$ peut être obtenu à partir de la dynamique de l'observateur (2.94) en fonction du vecteur des mesures du système y , des gains de contrôle K

$$\hat{x} = (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - L C_m))^{-1} L y \quad (2.96)$$

Où le modèle d'état (A_m, B_m, C_m) est celui utilisé par l'observateur pour reconstruire les participations modales $\hat{x}$ et s la variable de Laplace définie par

$$s = j\omega. \quad (2.97)$$

Le vecteur des sorties du système y peut être déduit de la dynamique du système en fonction de la commande u et de la perturbation w

$$y = C(s \times \text{Id} - A)^{-1} (Bu + Gw) \quad (2.98)$$

Avec (2.96), (2.98) peut alors s'écrire

$$\hat{x} = (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC (s \times \text{Id} - A)^{-1} (-BK\hat{x} + Gw). \quad (2.99)$$

L'état reconstruit du système s'écrit finalement

$$\begin{aligned} \hat{x} = & \left(\text{Id} + (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC (s \times \text{Id} - A)^{-1} BK \right)^{-1} \\ & \times (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC (s \times \text{Id} - A)^{-1} Gw. \end{aligned} \quad (2.100)$$

La commande u s'écrit alors en fonction de la perturbation w

$$\begin{aligned} u = & -K \left(\text{Id} + (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC (s \times \text{Id} - A)^{-1} BK \right)^{-1} \\ & \times (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC (s \times \text{Id} - A)^{-1} Gw. \end{aligned} \quad (2.101)$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte, entre le vecteur des sorties du système et la perturbation w peut s'écrire

$$H_{BO}(s) = \frac{Y}{w} = C(s \times \text{Id} - A)^{-1} G. \quad (2.102)$$

La fonction de transfert du système contrôlé, en boucle fermée, peut être obtenue avec l'expression de la commande (2.95), du participations modales reconstruit (2.96) et de la fonction de transfert (2.102)

$$H_{BF}(s) = \frac{Y}{w} = C \left(s \times \text{Id} - \left(A - BK (s \times \text{Id} - (A_m - B_m K - LC_m))^{-1} LC \right) \right)^{-1} G. \quad (2.103)$$

2.4. Identification

La stratégie de contrôle modale linéaire est basée sur un modèle réduit de la structure pouvant être obtenu par des méthodes d'identification. Ces méthodes sont fondées sur des mesures temporelles réalisées sur la structure. Si certains algorithmes exploitent directement les mesures sous la forme temporelle, d'autres nécessitent une conversion des données temporelles dans le domaine fréquentiel. On distingue ainsi les méthodes dans le domaine temporel et fréquentiel. Suivant la nature du modèle recherché, sous la forme d'état ou sous la forme modale, les méthodes seront de plus considérées comme directes ou indirectes. Parmi l'ensemble des algorithmes disponibles, les algorithmes RFP et N4SID seront utilisés dans ces recherches pour l'identification du modèle réduite utilisé par le contrôle.

La section suivante présente dans une première partie, section 2.4.1, une classification des méthodes d'identification. Les sections 2.4.2 et 2.4.3 présentent ensuite le principe général des deux méthodes utilisées dans cette étude : l'algorithme RFP et l'algorithme N4SID.

2.4.1. Classification des méthodes d'identification

De nombreuses méthodes peuvent être utilisées pour identifier les paramètres modaux d'une structure à partir des données expérimentales. Les différentes méthodes sont classées dans la Figure 16. Les méthodes d'identification modale sont généralement classées suivant plusieurs critères : méthodes dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel, méthodes directes et indirectes, méthodes SDOF et MDOF, méthodes SISO, SIMO et MIMO.

2.4.1.1. *Domaine temporel*

Dans le premier cas, les méthodes utilisent la réponse libre de la structure et sont particulièrement adaptées aux structures de faible amortissement structural ou de grande densité modale. Basée sur une mesure temporelle sous la forme discrète, ces méthodes génèrent donc une identification sous la forme discrète. Dans le cas où la fréquence d'échantillonnage du signal est largement supérieure à la bande fréquentielle sur laquelle s'applique le contrôleur, le passage à la forme continue du modèle identifié sous la forme discrète, ne pose pas de problèmes. La transformation de la forme discrète à la forme continue repose sur l'hypothèse d'un bloqueur d'ordre zéro [78].

2.4.1.2. *Domaine fréquentiel*

Dans le second cas, les méthodes utilisent directement le vecteur contenant les pulsations propres et l'amplitude modale correspondant à la fonction de transfert du domaine. Ces méthodes permettent contrairement aux méthodes temporelles d'estimer l'influence des modes résiduels situés en dehors de la bande des fréquences étudiées. L'influence des termes résiduels est en effet primordiale dans la conception des systèmes de contrôle actif basé sur des modèles réduits. Les termes résiduels peuvent effectivement être une source de déstabilisation des modes résiduels. Les méthodes fréquentielles nécessitent une transformation dans le domaine fréquentiel des mesures réalisées dans le domaine temporel. L'algorithme PWELCH [79], basé sur la transformée de Fourier, est l'un des algorithmes permettant de réaliser cette transformation. Les deux méthodes temporelles et fréquentielles peuvent également être directes ou indirectes.

2.4.1.3. *Méthodes directes*

L'identification est dans ce cas basée sur le modèle modal de la structure, donc sur l'identification des paramètres modaux. Le modèle modal de la structure peut s'écrire sous la forme d'une fonction de transfert

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i}{\omega_i^2 - \omega^2 + 2j\xi_i\omega_i\omega}. \quad (0.104)$$

Une fois les pulsations propres ω_i et facteurs d'amortissement modaux ξ_i déterminés, l'algorithme d'identification évalue les résidus A_i afin de minimiser l'écart entre la fonction de transfert expérimentale $H^x(\omega)$ et la fonction de transfert identifiée $H(\omega)$:

$$\varepsilon(\omega) = \sum |H(\omega) - H^x(\omega)|^2. \quad (0.105)$$

Une des méthodes de ce type est l'algorithme Rational Fraction Polynomials explicité en détail dans la section 2.4.2.

2.4.1.4. Méthodes indirectes

L'identification mène à la caractérisation des coefficients des matrices (A_d, B_d, C, D) , sous la forme discrète temporelle du modèle d'état de la structure. La structure du modèle est obtenue à partir des équations d'équilibre dynamique

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = f, \quad (2.106)$$

mises sous la forme discrète récurrente:

$$\begin{cases} \xi_{k+1} = A_d \xi_k + B_d u_k \\ y_k = C \xi_k + D u_k \end{cases}, \quad (2.107)$$

où ξ_k est le participations modales identifié dans une base quelconque, u_k et y_k sont respectivement le vecteur de commande et le vecteur des mesures à l'instant discret k donné par le processus d'identification. Les paramètres modaux utilisés par le contrôle étant sous la forme continue, il est nécessaire de transformer le modèle identifié sous la forme continue

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_c \xi + B_c u \\ y = C \xi + D u \end{cases}, \quad (2.108)$$

avec

$$A_d = e^{A_c T_c}, B_d = A_c^{-1} (e^{A_c T_c} - I) B_c, \quad (2.109)$$

où T_c est la période d'échantillonnage, (A_c, B_c, C, D) est le modèle d'état sous la forme continue et u et y sont respectivement le vecteur de commande et le vecteur des mesures. Les fréquences propres de la structure sont obtenues par la diagonalisation de la matrice A_c :

$$\det(s \times \text{Id} - A_c) = 0 \quad (2.110)$$

Un des algorithmes disponibles est la méthode N4SID explicité en détail dans la section 2.4.3.

2.4.1.5. Méthodes SDOF et MDOF

La distinction suivante concerne la capacité de l'algorithme d'identification à faire une analyse complète des données sur l'ensemble des modes participants. Les observations sont donc supposées provenir d'un système à plusieurs degrés de liberté (MDOF : *Multiple Degrees Of Freedom*). D'autres méthodes, quant à elles, procèdent à une extraction séquentielle des paramètres modaux. Elles sont alors appelées SDOF (*Single Degree Of Freedom*). Seules des méthodes MDOF existent pour l'analyse des données temporelles. Par contre, on peut trouver des méthodes SDOF et MDOF pour l'analyse de données fréquentielles.

2.4.1.6. Méthodes SISO, SIMO et MIMO

Lorsqu'une structure est testée, nous disposons habituellement d'une collection de mesures se rapportant à un ou des points de mesure et d'excitation bien définis. Certaines méthodes d'identification modale ne peuvent traiter qu'une seule réponse et une seule excitation à la fois ; elles sont alors appelées méthodes SISO (*Single Input - Single Output*). D'autres méthodes permettent l'analyse simultanée des mesures effectuées en plusieurs points de la structure (méthodes SIMO : *Single Input - Multiple Outputs*) et avec plusieurs excitations (méthodes MIMO : *Multiple Inputs - Multiple Outputs*). La situation MISO (*Multiple Inputs - Single Output*) est évidemment possible, bien qu'elle soit moins souvent exploitée en pratique. Notons aussi que certaines méthodes d'identification modale ne requièrent pas la mesure de l'excitation (méthodes *Outputs Only*), comme par exemple la méthode ARMA et la méthode dite des sous-espaces. Il est alors nécessaire de faire une hypothèse sur la forme de l'excitation.

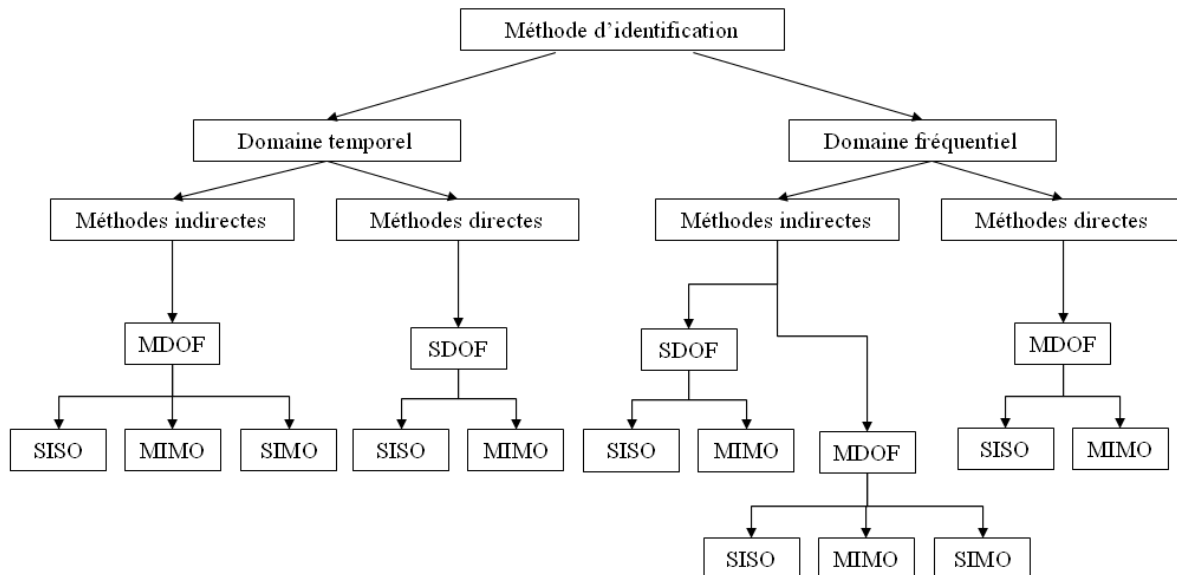


Figure 16 : Classification des méthodes d'identification.

2.4.2. Algorithme Rational Fraction Polynomials

L'algorithme RFP est présenté dans un premier temps sous sa forme générale puis avec l'utilisation de polynômes orthogonaux. L'application aux structures intelligentes est finalement détaillée pour l'identification des propriétés mécaniques et pour certaines conditions électromécaniques.

2.4.2.1. Formulation générale

La fonction de transfert analytique peut s'écrire

$$H(\omega) = \frac{\sum_{k=0}^m a_k s^k}{\sum_{k=0}^n b_k s^k}, \quad s = j\omega. \quad (2.111)$$

Le problème de l'algorithme RFP ou plus généralement des méthodes de curve fitting consiste à trouver les paramètres inconnus $(a_k, k=0, \dots, m)$ et $(b_k, k=0, \dots, n)$ telle que l'erreur entre la fonction de transfert analytique et celle mesurée soit minimale sur un intervalle de fréquences donné. Pour un système à n degrés de liberté, la fonction de transfert contient n paires de pôles.

La fonction de transfert mesurée peut s'écrire

$$H(\omega) = \sum_{k=1}^n \left(\frac{r_k}{s - p_k} + \frac{r_k^*}{s - p_k^*} \right), \quad s = j\omega, \quad (2.112)$$

où r_k et p_k sont respectivement les résidus et les pôles de chaque mode. Le signe $*$ désigne le complexe conjugué.

L'erreur à une fréquence particulière notée i peut être définie dans un premier temps comme

$$e_i = (\text{FRF analytique} - \text{FRF mesurée}) \quad (2.113)$$

En supposant que le coefficient b_n de l'ordre le plus élevé soit égal à 1, l'erreur e_i peut alors être redéfinie avec (2.111) par

$$e_i = \sum_{k=0}^m a_k (j\omega_i)^k - h_i \left(\sum_{k=0}^{n-1} b_k (j\omega_i)^k + (j\omega_i)^n \right), \quad (2.114)$$

où h_i désigne le niveau de la fonction de transfert mesurée à la fréquence ω_i . Le critère d'erreur à minimiser peut alors être défini pour L fréquences ou L points par

$$J = \sum_{i=1}^L e_i^* e_i = \{E^*\}^t \{E\}, \quad (2.115)$$

où E est le vecteur d'erreur tel que

$$\{E\} = \begin{Bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_n \end{Bmatrix}. \quad (2.116)$$

L'objectif de l'algorithme est de trouver les valeurs de a_k et b_k telles que $J=0$. Le vecteur d'erreur E peut être réécrit sur l'ensemble des points de mesure i sous la forme matricielle

$$\{E\} = [P]\{A\} - [T]\{B\} - \{W\}, \quad (2.117)$$

où les matrices P, T, A, B et W s'expriment sous la forme

$$\begin{aligned} \{P\} &= \begin{bmatrix} 1 & j\omega_1 & (j\omega_1)^2 & \cdots & (j\omega_1)^m \\ 1 & j\omega_2 & (j\omega_2)^2 & \cdots & (j\omega_2)^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & j\omega_1 & (j\omega_1)^2 & \cdots & (j\omega_1)^m \end{bmatrix} (1 \times m+1) \\ \{T\} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_1(j\omega_1) & h_1(j\omega_1)^2 & \cdots & h_1(j\omega_1)^m \\ h_2 & h_2(j\omega_2) & h_2(j\omega_2)^2 & \cdots & h_2(j\omega_2)^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1 & h_1(j\omega_1) & h_1(j\omega_1)^2 & \cdots & h_1(j\omega_1)^m \end{bmatrix} (1 \times n) \\ \{A\} &= \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix}, \{B\} = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{n-1} \end{bmatrix}, \{W\} = \begin{bmatrix} h_1(j\omega_1)^n \\ h_2(j\omega_2)^n \\ \vdots \\ h_1(j\omega_1)^n \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.118)$$

A partir de l'expression (2.117), le critère (2.115) peut alors s'écrire

$$\begin{aligned} J(A, B) &= \{A\}^t [P^*]^t [P]\{A\} + \{B\}^t [T^*]^t [T]\{B\} + \{W^*\}^t \{W\} \\ &\quad - 2\operatorname{Re}\left(\{A\}^t [P^*]^t [T]\{B\}\right) - 2\operatorname{Re}\left(\{A\}^t [P^*]\{W\}\right) - 2\operatorname{Re}\left(\{B\}^t [T^*]^t \{W\}\right). \end{aligned} \quad (2.119)$$

Les conditions nécessaire au minimum de (2.119) sont

$$\frac{\partial J}{\partial A} = 2[P^*]^t [P]\{A\} - 2\operatorname{Re}\left([P^*]^t [P]\{B\}\right) - 2\operatorname{Re}\left([P^*]^t \{W\}\right) = \{0\}, \quad (2.120)$$

$$\frac{\partial J}{\partial B} = 2[T^*]^t [T]\{B\} - 2\operatorname{Re}\left([T^*]^t [P]\{A\}\right) - 2\operatorname{Re}\left([T^*]^t \{W\}\right) = \{0\}. \quad (2.121)$$

Les expressions (2.120) et (2.121) contenant les variables inconnues $\{A\}$ et $\{B\}$, elles doivent être résolues ensemble comme un système de $(n+m+1)$ équations. Ces équations peuvent se réécrire sous la forme partitionnée

$$\begin{bmatrix} Y & \cdots & X \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X^t & \cdots & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ F \end{bmatrix}, (m+n+1) \text{ équations}, \quad (2.122)$$

où

$$\begin{aligned}
[X] &= -\text{Re}\left(\left[P^*\right]^t [P]\right), (m+1 \times n), \\
[Y] &= \left[P^*\right]^t [P], (m+1 \times m+1), \\
[Z] &= \left[T^*\right]^t [T], (n \times n), \\
[G] &= -\text{Re}\left(\left[P^*\right]^t [W]\right), (m+1), \\
[F] &= -\text{Re}\left(\left[T^*\right]^t [W]\right), (n).
\end{aligned} \tag{2.123}$$

Dans la majorité des applications, l'équation (2.122) est mal conditionnée et présente de nombreuses difficultés pour retrouver les variables inconnues $\{A\}$ et $\{B\}$. La formulation du même problème avec des polynômes orthogonaux permet de résoudre le problème plus simplement.

2.4.2.2. Formulation avec des polynômes orthogonaux

Une famille de polynômes orthogonaux ϕ_i peut se définir sous la forme

$$\begin{aligned}
\phi_{i,0} &= \alpha_0 \\
\phi_{i,1} &= \alpha_1 (j\omega_i) \\
\phi_{i,2} &= \alpha_2 + \alpha_3 (j\omega_i)^2 \\
\phi_{i,3} &= \alpha_4 (j\omega_i) + \alpha_5 (j\omega_i)^3 \\
&\dots = \dots,
\end{aligned} \tag{2.124}$$

avec la condition d'orthogonalité

$$\sum_{i=-L}^{-1} \phi_{i,k}^* \phi_{i,j} + \sum_{i=1}^L \phi_{i,k}^* \phi_{i,j} = \begin{cases} 0, & k \neq j \\ 1, & k = j \end{cases} \tag{2.125}$$

La formulation du problème du curve fitting présentée dans son cadre général utilisait initialement (2.111) et peut être dans le cas de polynômes orthogonaux projetée en

$$H(\omega_i) = \frac{\sum_{k=0}^m c_k \phi_{i,k}^+}{\sum_{k=0}^n d_k \theta_{i,k}^+}, \quad i = 1, \dots, L. \tag{2.126}$$

Les paramètres inconnus sont alors les coefficients $(c_k, k = 0, \dots, m)$ et $(d_k, k = 0, \dots, n)$. Une fois que les coefficients c_k et d_k sont déterminés, les coefficients de l'équation (2.111), a_k et b_k peuvent finalement être obtenus. La propriété d'orthogonalité est définie par

$$\sum_{i=1}^L (\phi_{i,k}^+)^* \phi_{i,j}^+ = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq j \\ 1/2 & \text{si } k = j \end{cases} \tag{2.127}$$

et

$$\sum_{i=1}^l (\theta_{i,k}^+)^* |h_i|^2 \phi_{i,j}^+ = \begin{cases} 0 & \text{si } k \neq j \\ 1/2 & \text{si } k = j \end{cases} \quad (2.128)$$

Le dénominateur polynomial diffère ici du numérateur polynomial, car il doit satisfaire une condition d'orthogonalité différente intégrant une fonction de pondération. Cette fonction $|h_i|^2$ est l'amplitude au carré de la mesure de la fonction de transfert à la fréquence i . En utilisant la même procédure que pour les polynômes quelconques, le vecteur d'erreur E peut être réécrit sur l'ensemble des points de mesure i sous la forme matricielle

$$\{E\} = [P]\{C\} - [T]\{D\} - \{W\}, \quad (2.129)$$

où les matrices P , T , C , D et W s'écrivent sous la forme

$$\begin{aligned} \{P\} &= \begin{bmatrix} \phi_{1,0}^+ & \phi_{1,1}^+ & \phi_{1,2}^+ & \cdots & \phi_{1,m}^+ \\ \phi_{2,0}^+ & \phi_{2,1}^+ & \phi_{2,2}^+ & \cdots & \phi_{2,m}^+ \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{L,0}^+ & \phi_{L,1}^+ & \phi_{L,2}^+ & \cdots & \phi_{L,m}^+ \end{bmatrix} (L \times m+1) \\ \{T\} &= \begin{bmatrix} h_1 \theta_{1,0}^+ & h_1 \theta_{1,1}^+ & h_1 \theta_{1,2}^+ & \cdots & h_1 \theta_{1,n-1}^+ \\ h_2 \theta_{2,0}^+ & h_2 \theta_{2,1}^+ & h_2 \theta_{2,2}^+ & \cdots & h_2 \theta_{2,n-1}^+ \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_L \theta_{L,0}^+ & h_L \theta_{L,1}^+ & h_L \theta_{L,2}^+ & \cdots & h_L \theta_{L,n-1}^+ \end{bmatrix} (L \times n) \\ \{C\} &= \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_m \end{bmatrix}, \{D\} = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_{n-1} \end{bmatrix}, \{W\} = \begin{bmatrix} h_1 \theta_{1,n}^+ \\ h_2 \theta_{2,n}^+ \\ \vdots \\ h_L \theta_{L,n}^+ \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.130)$$

Le problème peut alors s'écrire sous la forme partitionnée

$$\begin{bmatrix} I_1 & \cdots & X \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X^t & \cdots & I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \{C\} \\ \{D\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \{H\} \\ 0 \end{bmatrix}, (m+n+1) \text{ équations}, \quad (2.131)$$

où

$$\begin{aligned} [X] &= -\text{Re}([P^*]^t [P]), (m+1 \times n), \\ [H] &= -\text{Re}([P^*]^t [W]), (m+1), \\ [I_1] &= \text{matrice identité}, (m+1 \times m+1), \\ [I_2] &= \text{matrice identité}, (n \times n), \\ \{0\} &= \text{matrice nulle}, (n), \end{aligned} \quad (2.132)$$

L'équation (2.131) apparaît beaucoup plus aisée à résoudre en comparaison du problème formulé avec des polynômes quelconques présenté dans l'équation (2.122). Les deux matrices $[Y]$ et $[Z]$

de l'équation (2.122) sont remplacées par deux matrices identité. L'obtention des coefficients polynomiaux $\{C\}$ et $\{D\}$ peut alors s'effectuer avec les deux équations

$$\left[I - [X]^t [X] \right] \{D\} = -[X]^t \{H\} \quad (2.133)$$

$$\{C\} = \{H\} - [X] \{D\}. \quad (2.134)$$

(2.133) permet l'obtention des coefficients polynomiaux $\{D\}$ du dénominateur. Puis (2.134) permet l'obtention des coefficients polynomiaux $\{C\}$ du numérateur. La génération des polynômes orthogonaux peut être réalisée en utilisant la méthode Forsythe détaillée dans [80]. Une fois les polynômes $\{C\}$ et $\{D\}$ calculés, il reste à repasser sous la forme $\{A\}$ et $\{B\}$.

2.4.2.3. Application de l'algorithme RFP à une structure intelligente

L'algorithme RFP [57] peut être utilisé pour extraire les paramètres modaux des mesures réalisées sur la structure. La fonction de réponse fréquentielle (FRF) mesurée de la smart-structure pour le capteur j s'écrit avec les termes définis dans la section 2.2:

$$H_j(j\omega) = \frac{V_c^j}{V_a} = \sum_{i=1}^n \frac{g_c \Pi_i^{cj} \Pi_i^a g_a}{\omega_i^2 - \omega^2 + j \times 2 \zeta_i \omega_i \omega} \quad (2.135)$$

La FRF (2.135) peut alors se décomposer sous la forme d'une somme de fractions partielles comme dans l'équation (2.111). L'objectif de l'identification est d'obtenir l'ensemble des paramètres modaux caractérisant le système : fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux, amplitudes modales et phase. Si les deux premiers paramètres permettent de caractériser le système mécanique, les deux derniers permettent dans le cas d'une structure instrumentée d'éléments piézoélectriques de caractériser le couplage électromécanique. Les pôles et résidus, permettant de déterminer les fréquences propres et les facteurs d'amortissement modaux, sont extraits à partir de la fonction de transfert identifiée sous la forme (2.111) avec l'algorithme RFP, c'est à dire à partir des valeurs de a_k et b_k identifiées. Les pulsations propres et facteurs d'amortissement modaux sont fonctions des pôles et résidus via les relations usuelles pour un système faiblement amorti

$$\omega_i = |p_i| \quad (2.136)$$

$$\xi_i = \frac{\text{Re}(p_i)}{|p_i|} \quad (2.137)$$

Les vecteurs de couplage électromécanique actionneur Π_i^a et capteur Π_i^c peuvent être sous certaines conditions extraits des coefficients d'amplitude modale et de la phase.

Une seconde formulation peut être utilisée pour obtenir les valeurs de phase et d'amplitude modale correspondant à chaque pulsation. Dans une configuration où au moins un couple actionneur / capteur est de type colocalisé, les constantes d'amplitude modale permettent le calcul des vecteurs de couplage électromécaniques actionneur et capteur présents dans l'équation (2.135). (2.112) peut effectivement s'écrire en ramenant les deux fractions au même dénominateur:

$$H_i(j\omega) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{r_i(j\omega - p_i^*) + r_i^*(j\omega - p_i)}{(j\omega - p_i)(j\omega - p_i^*)} \right) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{A_i + j\omega B_i}{|p_i|^2 - \omega^2 + j \times 2 \operatorname{Re}(p_i) \omega} \right) \quad (2.138)$$

Les coefficients A_i et B_i s'expriment en fonction des pôles p_i et des résidus r_i :

$$A_i = -2(\operatorname{Re}(r_i)\operatorname{Re}(p_i) + \operatorname{Im}(r_i)\operatorname{Im}(p_i)) \quad (2.139)$$

$$B_i = 2 \operatorname{Re}(r_i) \quad (2.140)$$

Les constantes d'amplitude modale C_i représentant l'amplitude du mode à la pulsation propre ω_i peuvent alors être définies par

$$C_i = A_i + j|p_i|B_i \quad (2.141)$$

Les vecteurs de couplage électromécanique actionneur Π_i^a et capteur Π_i^c et les constantes d'amplitude modale sont alors liés par la relation

$$g_c \Pi_i^{cj} \Pi_i^a g_a = |C_i| \quad (2.142)$$

Dans une configuration non colocalisée, il est impossible de déterminer l'expression de Π_i^a ou Π_i^c . Seule le produit des 2 vecteurs de couplage électromécanique peut être calculé.

L'application de l'algorithme RFP à la carte électronique MBDA pour l'élaboration du modèle expérimental de la structure est détaillée dans la section 3.4.2.

2.4.3. Méthode des sous espaces

2.4.3.1. Théorie 4SID

La théorie 4SID, « Subspace State Space System Identification », permet l'identification d'un modèle d'état linéaire discret et invariant de variables d'état quelconques à partir de mesures sur les entrées / sorties du système $\{u_k, y_k\}$, représenté par les équations d'état sous la forme discrète

$$\begin{cases} x_{k+1} = Ax_k + Bu_k \\ y_k = Cx_k + Du_k \end{cases} \quad (2.143)$$

pour un système à r entrées et m sorties, où A , B , C et D sont les matrices d'état discret définies dans (2.86). Les vecteurs x_k et u_k sont respectivement les participations modales à l'instant discret k , le vecteur de sortie et le vecteur d'entrée. La résolution discrète de (2.143) conduit à

$$y_k = CA^k x_0 + \sum_{j=0}^{k-1} CA^{k-j-1} Bu_j + Du_k. \quad (2.144)$$

Dans le cas d'une réponse impulsionnelle et de conditions initiales nulles, la matrice de Markov Y s'écrit alors sous la forme

$$Y = \begin{bmatrix} y_0 & y_1 & \cdots & y_k \end{bmatrix}, \quad (2.145)$$

$$y_0 = D, y_1 = CB, y_2 = CAB, \dots, y_k = CA^{k-1}B.$$

La matrice de Hankel du système est alors définie par

$$H(k-1) = \begin{bmatrix} Y_k & \cdots & Y_{k+\beta-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{k+\alpha-1} & \cdots & Y_{k+\alpha+\beta-2} \end{bmatrix} \quad (2.146)$$

La matrice de Hankel peut également s'exprimer en fonction des matrices de commandabilité Q_β et d'observabilité Γ_α

$$H(k-1) = \Gamma_\alpha A^{k-1} Q_\beta, \quad (2.147)$$

où la matrice d'observabilité est définie par

$$\Gamma_\alpha = \begin{bmatrix} C \\ AC \\ \vdots \\ A^{\alpha-1}C \end{bmatrix}, \quad (2.148)$$

et la matrice de commandabilité par

$$Q_\beta = \begin{bmatrix} B & AB & \cdots & A^{\beta-1}B \end{bmatrix}. \quad (2.149)$$

Une décomposition en valeurs singulières σ_i permet de construire une forme particulière de la matrice $H(0)$ sous la forme

$$H(0) = R \Sigma S^t \quad (2.150)$$

avec

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \Sigma_n & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \Sigma_n = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n). \quad (2.151)$$

La matrice $H(0)$ peut également s'écrire

$$H(0) = R \Sigma S^t = \Gamma_\alpha Q_\beta, \quad (2.152)$$

qui peut être réduite à

$$H(0) = R_n \Sigma_n S_n^t \quad \begin{matrix} R_n = n \text{ première colonnes de } R \\ S_n = n \text{ première colonnes de } S \end{matrix} \quad (2.153)$$

Les matrices d'observabilité et de commandabilité s'expriment alors en fonction de la décomposition en valeurs singulières, sous la forme

$$\begin{cases} \Gamma_\alpha = R_n \Sigma_n^{1/2} \\ Q_\beta = \Sigma_n^{1/2} S_n^t \end{cases} \quad (2.154)$$

La matrice A peut alors s'exprimer en fonction de $H(1)$,

$$A = \Sigma_n^{-1/2} R_n^t H(1) S_n \Sigma_n^{-1/2}, H(1) = \Gamma_\alpha A Q_\beta. \quad (2.155)$$

La matrice B est obtenue avec les r premières colonnes de Q_β (Cf. équation (2.149)) et la matrice C avec les m premières colonnes de Γ_α (cf. équation (2.148)).

2.4.3.2. Algorithme N4SID

Van Overschee et De Moor [33] montrent que la méthode 4SID revient à rechercher les valeurs singulières du produit $W_1 \theta_i W_2$ où W_1 et W_2 sont deux matrices de pondération et θ_i la projection oblique. Les deux matrices de pondération influencent la base dans laquelle le modèle d'état sera identifié, c'est à dire la base dans laquelle les matrices d'état seront identifiées. Suivant le choix des matrices de pondération, plusieurs algorithmes peuvent être distingués : N4SID, MOESP et CVA.

L'application de la méthode 4SID à la carte électronique MBDA, dans le cadre du contrôle semi-adaptatif est détaillée dans la section 4.

2.5. Contrôle semi actif: Synchronized Switch Damping Inductor (SSDI)

Dans la problématique générale des structures embarquées, l'énergie nécessaire au contrôle se doit d'être minimale pour limiter la masse embarquée. L'application de techniques de contrôle actif nécessite le plus souvent un apport d'énergie important. L'utilisation de techniques semi actives, telles que le système SSDI développé à l'Insa de Lyon [48][49], permet de limiter de façon conséquente la masse embarquée, en éliminant l'énergie opérative et limitant l'énergie de commande à l'alimentation d'un switch. Le contrôle Synchronized Switch Damping Inductor (SSDI) repose sur un traitement non linéaire de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique. Le principe de base du contrôle SSDI est une combinaison entre la technique purement passive du shunt R et L et une technique active basée sur un switch. La seule énergie opérative nécessaire est donc celle utilisée par le fonctionnement du switch.

La Figure 17 présente le principe d'inversion de la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique pour le système SSDI. L'inversion étant déterminée, la tension suit alors le cours de la déformation du patch moyennant l'offset de l'inversion. Le signal se résume donc pour une déformation mono-sinusoidale du patch à la superposition entre la tension correspondant à la déformation et d'une tension de type créneau en régime permanent. Le traitement est donc non

linéaire et l'effet mécanique en mono excitation peut être interprété comme un frottement sec, la tension produite étant en opposition avec la force produite, tout comme la vitesse.

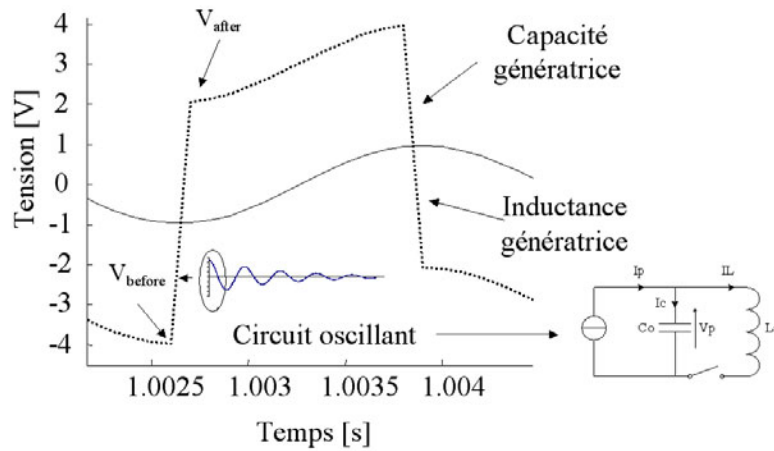


Figure 17 : Principe d'inversion de la tension dans le système SSDI.

Le principe peut globalement se diviser quatre étapes. Dans une première phase, le switch est ouvert et la capacité électrique du patch piézoélectrique se charge lorsque la structure se déforme (Figure 18).

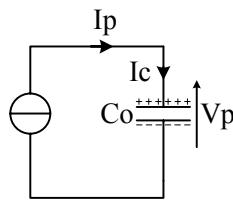


Figure 18 : Chargement de la capacité électrique du patch piézoélectrique.

Dans une seconde phase, le switch est fermé aux extremums de la tension aux bornes du transducteur et la capacité se décharge dans la bobine et devient génératrice (Figure 19). La tension V_p et l'intensité I_L du courant circulant dans le circuit sont alors positives.

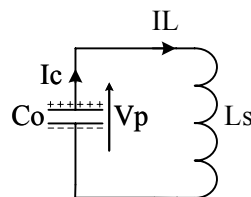


Figure 19 : Chargement de la bobine par la capacité électrique.

La bobine se décharge enfin dans la capacité du patch piézoélectrique permettant ainsi l'inversion de la tension aux bornes de la capacité (Figure 20). L'intensité I_L du courant circulant dans le circuit est positive tandis que la tension V_p est alors négative.

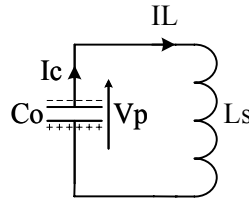


Figure 20 : Chargement de la capacité électrique par la bobine.

L'ouverture du switch à la fin du processus d'inversion permet l'application de la tension opposée aux bornes du transducteur piézoélectrique (Figure 21).

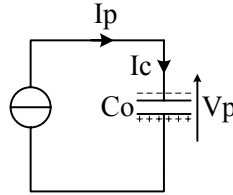


Figure 21 : Inversion de la tension aux bornes du patch piézoélectrique.

Le choix de la valeur de l'inductance est fondamental car la fréquence d'oscillation du circuit RLC doit être 20 fois supérieure à celle de l'oscillation pour obtenir une inversion correcte. Dans la réalité, l'inversion de la tension aux bornes de l'élément piézoélectrique génère des pertes modélisées par le facteur de qualité électrique Q_1 . La relation entre la tension prélevée sur le composant piézoélectrique V_{avant} (tension avant l'inversion), celle réinjectée en déphasage $V_{\text{après}}$ (tension après l'inversion), et le facteur de perte γ est donnée par

$$V_{\text{après}} = -\gamma V_{\text{avant}} = -V_{\text{après}} e^{-\frac{\pi}{2Q_1}} \quad (2.156)$$

Dans le cas d'une inversion idéale, sans pertes, $\gamma = 1$ et pour un système en court circuit, $\gamma = 0$.

L'application du contrôle SSDI à la carte électronique sera présentée en simulation dans la section 5, où deux types méthodes sont testées : le contrôle SSDI standard, basé sur une inversion réalisée aux extremums de la tension aux bornes du transducteur et le contrôle SSDI modal, basé sur une inversion réalisée aux extremums du déplacement modal du mode à contrôler.

3. APPLICATION DU CONTROLE MODAL AUX CARTES ELECTRONIQUES MBDA

La réduction des vibrations sur les structures intelligentes peut être réalisée à l'aide de techniques d'isolation ou de contrôle des vibrations. Dans le cas où la mise en place de techniques d'isolation sur le système de fixation n'est pas envisageable, ou dans le cas de la recherche d'un système intégré à la structure intelligente, le contrôle des vibrations apparaît comme l'une des solutions envisageables. Le problème de la réduction des vibrations est un facteur clef pour la robustesse des structures électroniques embarquées soumises à des sollicitations extrêmes. Les vibrations sont en effet à l'origine de 20% du dommage induit sur les structures électroniques. La recherche de la minimisation de l'énergie nécessaire au contrôle d'une part et la nécessité de réduire le dommage induit par les différents modes de vibration d'autre part, peuvent conduire au choix de l'application d'une stratégie de contrôle modale. Les actionneurs et capteurs piézoélectriques (Cf. section 2.2), particulièrement légers et faciles à mettre en place, sont particulièrement adaptés à la réalisation d'un système de contrôle sur une structure embarquée.

La section suivante présente ainsi l'application d'une stratégie de contrôle modale, à l'aide de composants piézoélectriques, appliquée aux cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA.

Les cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA, présentées dans la section 3.1 dans le contexte de l'étude, sont en effet soumises à des niveaux de vibration particulièrement élevés, à l'origine d'un phénomène de fatigue des composants électroniques issu des différents modes de vibration. L'étude du dommage (Cf. section 2.1) sur la carte électronique initiale, sans composants de contrôle, est détaillée dans la section 3.2. Elle permet de déterminer la contribution de chaque mode de vibration au dommage total de la carte électronique. Cette première étude permet ainsi de déterminer quels doivent être les modes ciblés par le contrôle. La modélisation et le positionnement des composants de contrôle sont ensuite détaillés dans les sections 3.3.1 et 3.3.2. La masse et la raideur introduites par les composants piézoélectriques sur la carte électronique modifient localement la courbure à la surface de la carte et donc la distribution modale du dommage. Une nouvelle étude du dommage, présentée dans la section 3.3.3, est ainsi réalisée pour déterminer la contribution de chaque mode au dommage total de la carte électronique instrumentée des composants piézoélectriques. L'application expérimentale du contrôle modal et de la commande LQG (Cf. section 2.3.3) à la carte électronique MBDA, sont finalement détaillées dans la section 3.4. L'élaboration du modèle d'état sous sa forme modale, à l'aide de méthodes d'identification (Cf. sections 2.4) et de mesures, est présentée dans les sections

3.4.1 et 3.4.4. Cette phase est indispensable au calcul prédictif des gains d'observation, présenté dans la section 3.4.5, et de contrôle, présenté dans la section 3.4.6, ainsi que celui de la tension de commande. La validation de la méthode proposée, en terme de réduction du dommage, est présentée dans les sections 3.5.1 et 3.5.2. L'interprétation finale, en terme de gain sur la durée de vie de la carte électronique, est finalement abordée dans la section 3.5.3. Les limites de la stratégie modale, dans le cas des cartes électroniques embarquées soumises à un environnement variable et présentant une certaine dispersion sur leurs caractéristiques mécaniques, liée à la fabrication en série, sont abordés dans la section 3.7 et détaillées en terme d'impact sur les performances du contrôleur dans la section 3.6. Ces deux dernières parties, liées aux problèmes de la robustesse du contrôle modal linéaire dans le cas de structures industrielles évolutives, permettent d'introduire le contrôle semi-adaptatif présenté dans la section 4.

3.1. Présentation du système expérimental

3.1.1. Carte électronique MBDA et système de fixation

Les travaux suivants traitent des cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA. L'application est réalisée sur une carte électronique simplifiée, dédiée aux travaux sur le contrôle actif, présentée sur la Figure 22.

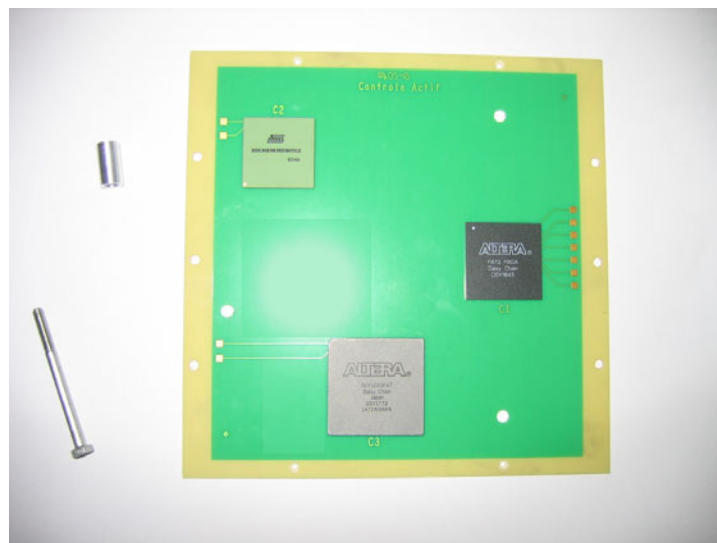


Figure 22 : Carte électronique étudiée, colonnette et vis de fixation.

Elle est instrumentée de trois composants tests de type BGA et est fixée sur son bâti par l'intermédiaire de trois colonnettes, suivant le système vis écrou présenté sur la Figure 23.

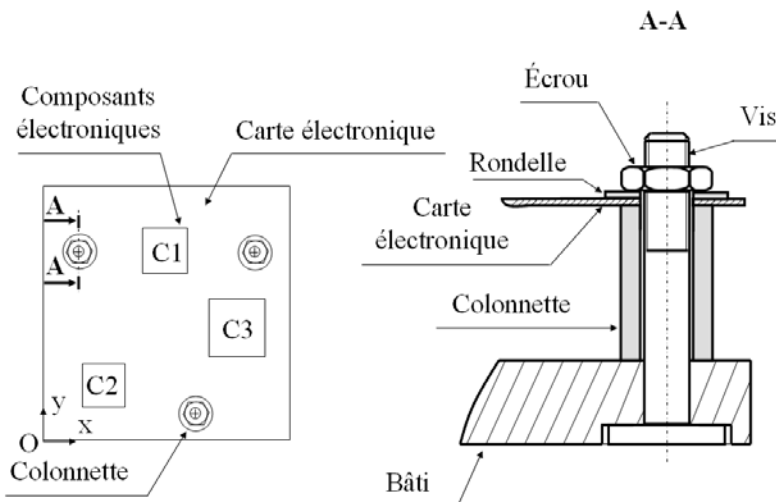


Figure 23 : Système étudié : carte électronique et système de fixation sur le bâti.

Le système de fixation basé sur trois colonnettes est très proche de la configuration industrielle réelle où plusieurs cartes sont « empilées » sur un rack. Cette configuration permet de se démarquer des cas d'études classiques avec des conditions aux limites de type encastrement où le dommage est principalement lié au premier mode de vibration. Les caractéristiques géométriques de la carte sont détaillées sur la Figure 24.

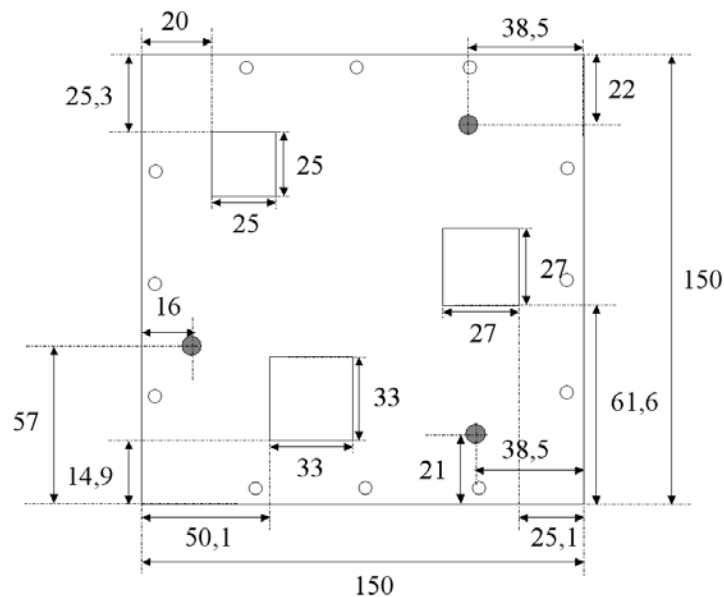


Figure 24 : Géométrie de la carte électronique MBDA, position des composants électroniques et des points de fixation des colonnettes.

La structure étudiée se différencie sensiblement des structures usuellement étudiées en laboratoire de par sa grande flexibilité, sa légèreté et sa petite taille. De plus, les conditions aux limites mécaniques d'une part et les composants électroniques d'autre part, induisent des formes modales complexes qui influencent l'ensemble de la stratégie du contrôle actif modal. Le problème de la complexité des formes modales est illustré sur les Figure 25 et Figure 26 qui présentent les formes modales identifiées expérimentalement par vélocimétrie laser lors d'une pré étude MBDA et les

lignes nodales obtenues numériquement pour les modes 1 à 8 à partir d'une modélisation par éléments finis de la carte sans composants de contrôle.

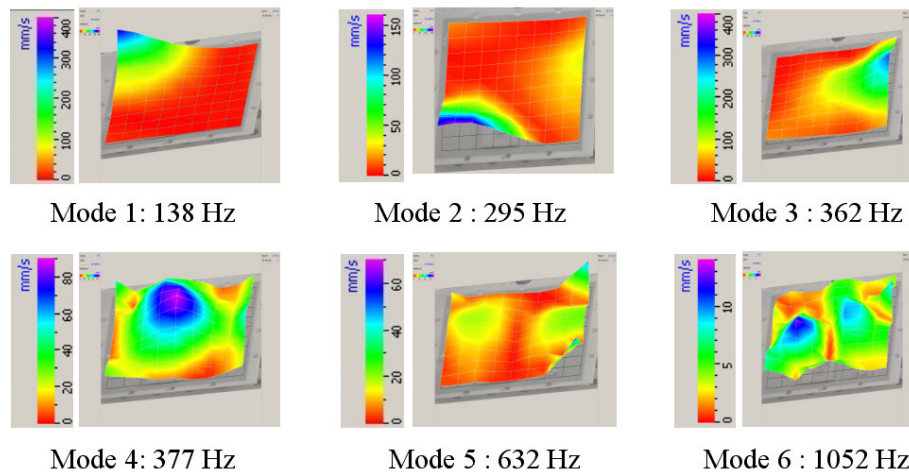


Figure 25 : Formes modales et fréquences expérimentales obtenues par MBDA pour la carte initiale non instrumentée des composants de contrôle (emplacement des colonnettes représentés par les points noirs).

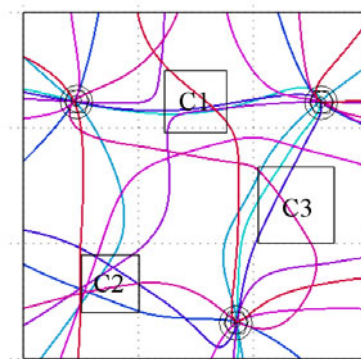


Figure 26 : Lignes nodales pour les modes 1 à 8 obtenues numériquement à partir d'une modélisation éléments finis de la carte initiale non instrumentée des composants de contrôle.

Le système de fixation de la carte électronique sur son bâti conditionne également l'application des excitations vibratoires qui seront transmises à la carte par les trois colonnettes. Seules les excitations transmises par la base de la structure seront prises en compte dans l'étude. Le système de fixation conditionne très largement la transmission des effets de l'environnement vibratoire extérieur, notamment par le couple de serrage appliqué des écrous des colonnettes. Sa variation induit une modification importante des caractéristiques mécaniques de la structure, aussi bien au niveau des fréquences propres que des formes modales comme on le verra par la suite.

3.1.2. Système expérimental pour l'application du contrôle des vibrations

La carte électronique présentée est instrumentée de composants de contrôle reliés au système de contrôle via une chaîne d'acquisition. Le système expérimental complet est présenté sur les Figure 27, Figure 28 et Figure 29.

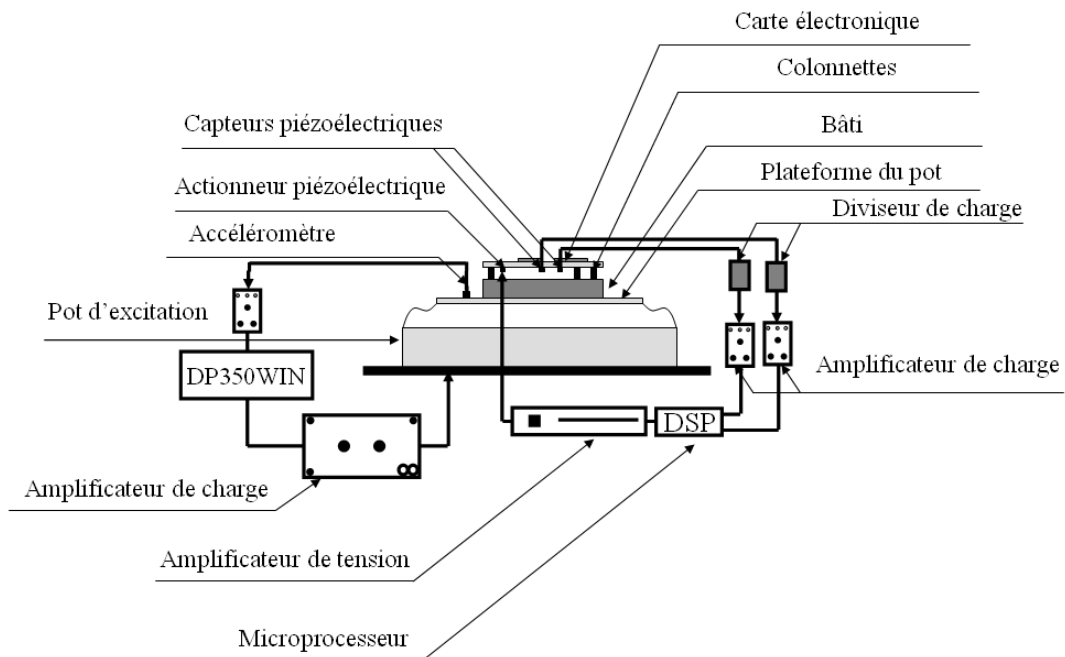


Figure 27 : Boucle expérimentale de contrôle.

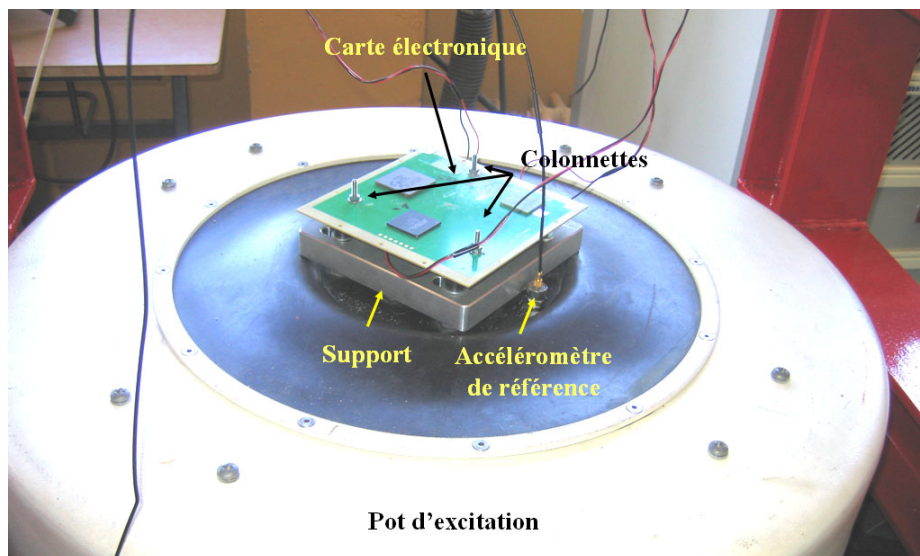


Figure 28 : Carte électronique MBDA sur le pot d'excitation.

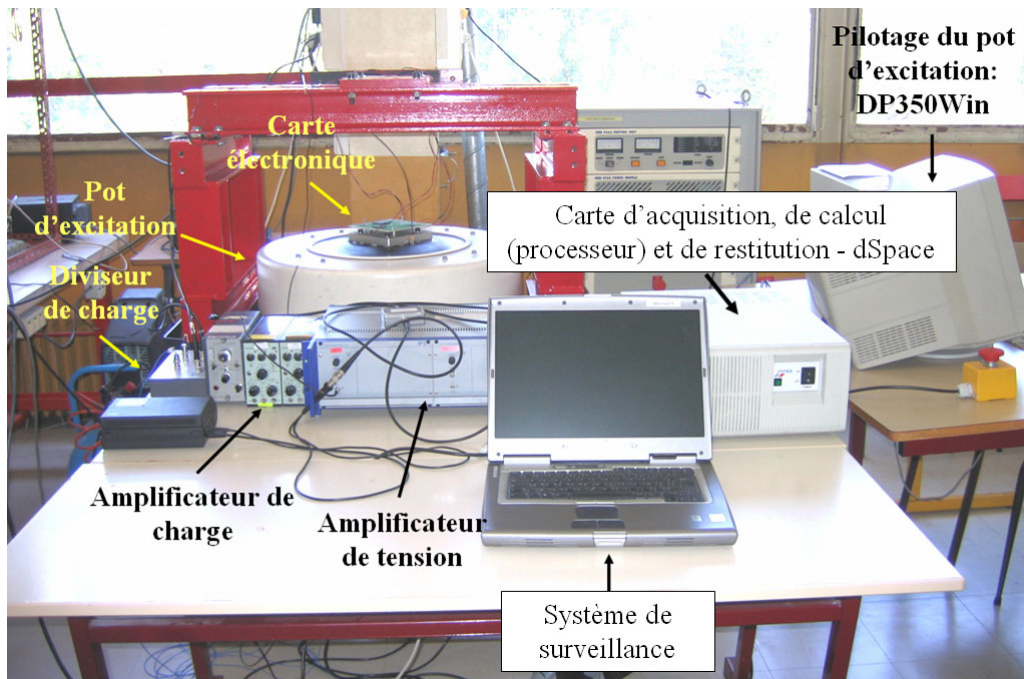


Figure 29 : Système expérimental pour le contrôle de la carte électronique MBDA.

Le matériel associé est détaillé dans le Tableau 3. La carte électronique est fixée sur la plate-forme du pot d'excitation qui permet une excitation par la base du système. Le pot d'excitation est piloté en accélération via l'accéléromètre de référence placé sur la plate-forme du pot et le logiciel DP350Win qui permet l'asservissement du système. L'excitation est de type bruit blanc large bande [20-2000Hz], censé représenter les conditions opérationnelles de l'environnement. Trois niveaux d'excitation seront appliqué : $1g_{rms}$, $5g_{rms}$ et $10g_{rms}$. La carte électronique est instrumentée d'un actionneur et de deux capteurs piézoélectriques positionnés suivant la méthodologie présentée dans la section 3.3.2. L'actionneur piézoélectrique est connecté à un amplificateur de tension, les deux capteurs piézoélectriques sont connectés à des amplificateurs de charge via des diviseurs de charge pour éviter la saturation des amplificateurs. Le système de contrôle, réalisé via MATLAB/Simulink/dSpace, est implémenté sur un système modulaire composé d'une carte d'acquisition, d'un processeur de calcul et d'une carte de restitution.

Tableau 3 : Equipement expérimental de la boucle de contrôle.

Elément	Experimental equipment
Pot d'excitation	4600N, Gearing & Watson GWV617
Logiciel de pilotage du pot d'excitation	DP350Win
Composants piézoélectriques	Céramique piézoélectrique P188
Amplificateur de tension actionneur	PI (Physics Instrument)-HVPZT-POWER-AMPLIFIER
Amplificateurs de charge capteurs	B&K 2626
Système de contrôle	MATLAB/Simulink/dSpace (carte dSpace 1006, 32E16bits)
Accéléromètre	Endevco DQ58 type 5001
Amplificateur de charge accéléromètre	KIAG SWISS type 5001

Le système présenté a été utilisé pour l'application expérimentale du contrôle mais également pour l'identification des caractéristiques mécaniques et électromécaniques du système présenté dans la section 3.4.1.

3.2. Modélisation pour étude du dommage

Dans le cas de structures industrielles complexes, le dommage ou la durée de vie des composants électroniques ne peuvent pas être obtenus directement par l'étude de la courbure. Le dommage est en effet réparti sur différents modes et est fortement lié aux formes modales de ces derniers. Une modélisation par éléments finis est alors nécessaire. L'étude suivante est réalisée à partir du logiciel CirVibe, logiciel dédié à la modélisation des structures électroniques et à l'étude de la fatigue. Ce logiciel de type industriel est ici employé comme un outil pour obtenir directement les valeurs du dommage pour chaque mode et chaque composant.

3.2.1. Modélisation de la carte électronique sans composant de contrôle

La Figure 30 présente la géométrie des composants électroniques montés sur la carte test MBDA. La Figure 30(a) présente la connexion de chaque composant, réalisée par des billes reliées à la surface inférieure du composant par un joint de soudure. La Figure 30(b) présente la répartition des billes de connexion sous la surface du composant.

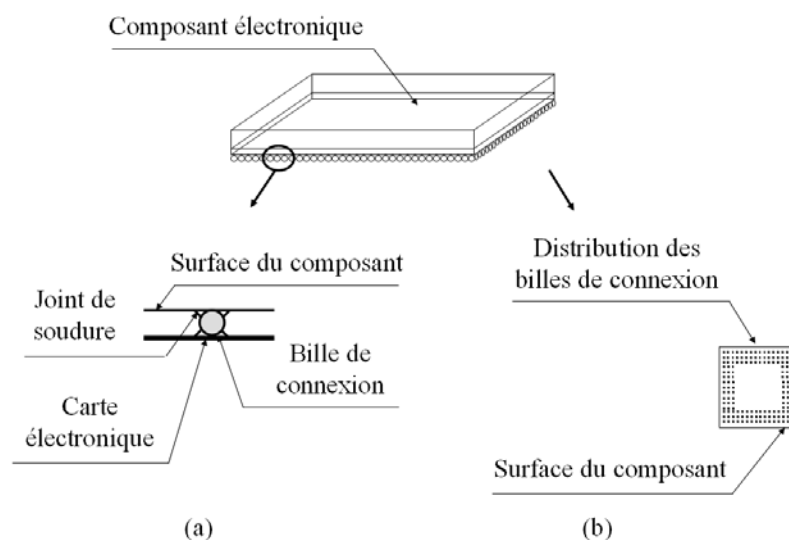


Figure 30 : Connexion des composants électroniques sur la carte.

Les caractéristiques des composants électroniques de type BGA, espacement des points de soudure, dimensions et caractéristiques mécaniques du processeur et de sa connexion, sont détaillées dans le Tableau 4.

Tableau 4 : Caractéristiques des composants électroniques et de leur connexion (données confidentielles MBDA).

Caractéristiques	BGA 10K 200	CBGA	BGA 1020
Espacement des points de soudure [mm]	...	...	...
Débord du processeur, dL [mm]	...	...	...
Epaisseur du processeur, th [mm]	...	...	...
Module d'Young du processeur [MPa]	...	...	...
Masse volumique du processeur [gm/cm ³]	...	...	...
Espace [mm]	...	...	...
Diamètre des billes de soudure, d [mm]	...	...	...
Module d'Young de la soudure [MPa]	...	...	...
Nombre de colonnes et de rangées	...	...	...
Présence d'une bille dans un coin (0 = Non, 1 = Oui)	...	...	...
Coefficient de concentration de contrainte, K0	...	...	...
Coefficient de concentration de contrainte, K1	...	...	...
Coefficient de de courbure des courbes de fatigue	...	...	...

La Figure 31 présente la carte électronique modélisée sous CirVibe. La modélisation des encastresments peut être effectuée sous Cirvibe soit par des appuis simples (pin), soit par des points encastrés (clamp). La fixation de la carte électronique au niveau des trois colonnettes est modélisée par 3 points encastrés, «standoff » sur la Figure 31.

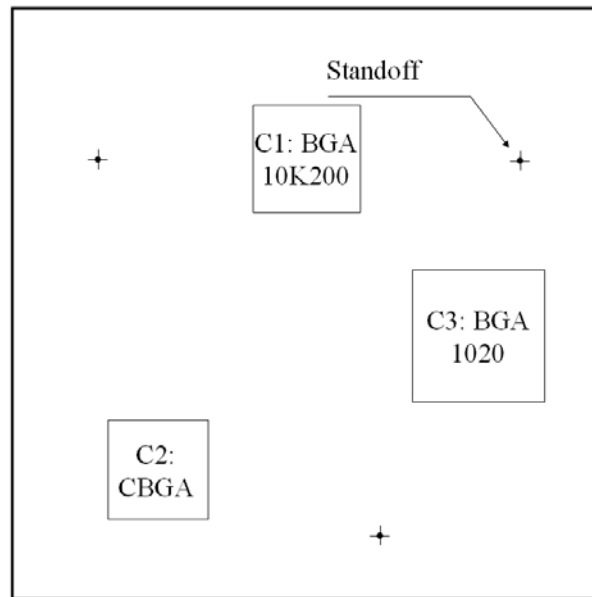


Figure 31 : Carte électronique (CirVibe) sans composants de contrôle.

La modélisation CirVibe de la carte initiale est recalée à partir des fréquences propres et des facteurs d'amortissement modaux identifiés lors d'une première analyse modale effectuée par MBDA. Les valeurs correspondantes sont présentées dans le Tableau 5. Les formes modales associées sont présentées sur la Figure 32 pour les 4 premiers modes.

Tableau 5 : Fréquences propres mesurées et numériques / facteurs d'amortissement modaux mesurés pour la carte électronique sans composants de contrôle.

Fréquences mesurées	Fréquences numériques (Hz)	Erreur relative (%)	Facteurs d'amortissement modaux mesurés (%)
142	150	6	0.67
310	279	-10	0.47
358	348	-3	0.41
372	367	-1	0.41
454	501	10	0.3
635	588	-7	0.3

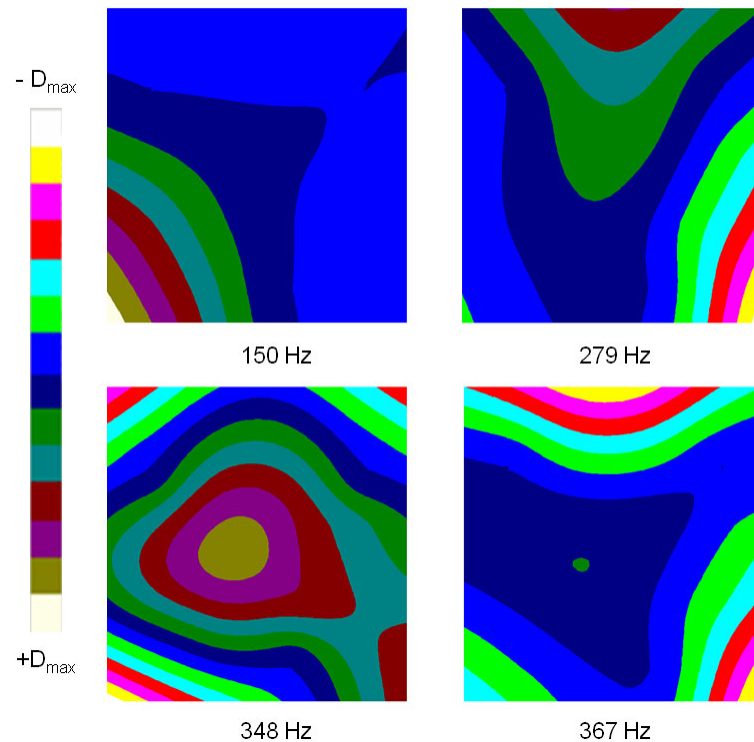


Figure 32 : Formes modales numériques, obtenues avec CirVibe, pour les 4 premiers modes.

Sans recalage, les fréquences propres numériques, obtenues à partir de la modélisation, présentent une erreur comprise entre -10 et 10% sur les 6 premiers modes modélisés. La méthode de recalage utilisée permet d'inclure dans la modélisation, les fréquences propres et les facteurs d'amortissement modaux mesurés. Le calcul du dommage est ensuite réalisé à partir de ces valeurs expérimentales.

3.2.2. Calcul du dommage

3.2.2.1. Calcul du dommage numérique

Les valeurs numériques du dommage présentées dans le Tableau 6 et la Figure 33 quantifient l'endommagement de chaque composant sur chaque mode, pour une sollicitation ($10 \text{ g}_{\text{rms}}$) et une durée d'exposition (3h). Une valeur proche de 1 indique que le composant est sur le point de devenir défaillant. Une valeur égale ou supérieure à 1 indique que le composant est défaillant. La dernière colonne intitulée « total calculé » représente la somme des valeurs de dommage sur les six modes et sera utilisée dans la section 3.2.2.2 pour le calcul du dommage normalisé suivant l'équation (2.4). Le dommage induit par le mode 4 sur le composant 3 est supérieur à 1. La rupture du composant a donc lieu pendant la durée de la simulation. Sa durée de vie est donc inférieure à la durée d'exposition au cours de la simulation.

Tableau 6 : Dommage numérique des composants électroniques pour la carte initiale sans composants de contrôle.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6	Total calculé
C1	2,47E-06	1,43E-04	5,77E-04	9,94E-04	3,23E-05	9,32E-06	1,76E-03
C2	1,79E-02	2,01E-04	7,47E-03	1,77E-02	1,27E-03	1,85E-03	4,63E-02
C3	4,90E-04	6,55E-03	1,77E-02	2,04E+00	2,14E-03	5,35E-05	2,06E+00

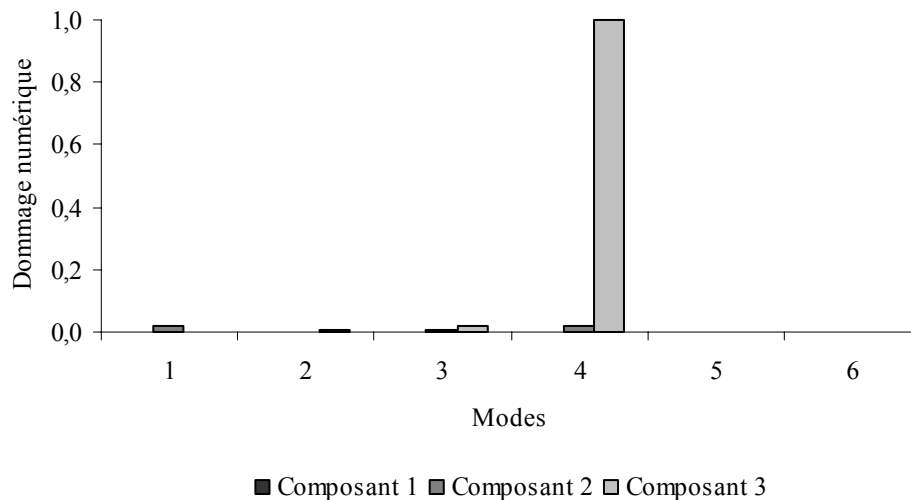


Figure 33 : Dommage numérique modal pour les trois composants (dommage maximal limité à 1) calculé pour la carte électronique sans composants de contrôle.

3.2.2.2. Calcul du dommage normalisé

La normalisation du dommage numérique présentée dans le Tableau 6 par rapport au dommage total pour chaque composant, permet d'obtenir la contribution de chaque mode au dommage total de chaque composant. Le Tableau 7 et la Figure 34 présentent le dommage normalisé pour la carte électronique. Le composant 1 est ainsi endommagé à 57% par le mode 4 et à 33% par le mode 3. Le composant 2 est endommagé à 39% par le mode 1 et à 38% par le mode 4. Le composant 3 est endommagé à 99% par le mode 4. Contrairement aux structures classiquement étudiées où le premier mode est le plus endommageant pour l'ensemble des composants, la carte a été conçue pour que le dommage soit réparti sur l'ensemble des modes et différemment pour chaque composant électronique. La contribution moyennée sur l'ensemble des trois composants permet de voir la contribution de chaque mode à l'endommagement général de la carte électronique. Les modes 4, 3 et 1 sont ainsi les modes les plus endommageants avec une contribution moyenne respective de 64, 17 et 13%.

Dans un contexte énergétique limité, la stratégie de réduction du dommage doit donc pouvoir être ciblée sur chaque mode, proportionnellement au niveau d'endommagement moyen de celui-ci.

Tableau 7 : Dommages normalisés des composants électroniques et dommage moyenné sur la carte électronique initiale sans composants de contrôle.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
C1	0,14%	8,14%	32,83%	56,52%	1,84%	0,53%
C2	38,58%	0,43%	16,13%	38,12%	2,74%	4,00%
C3	0,02%	0,32%	0,86%	98,69%	0,10%	0,00%
Moyenne	12,91%	2,96%	16,61%	64,44%	1,56%	1,51%

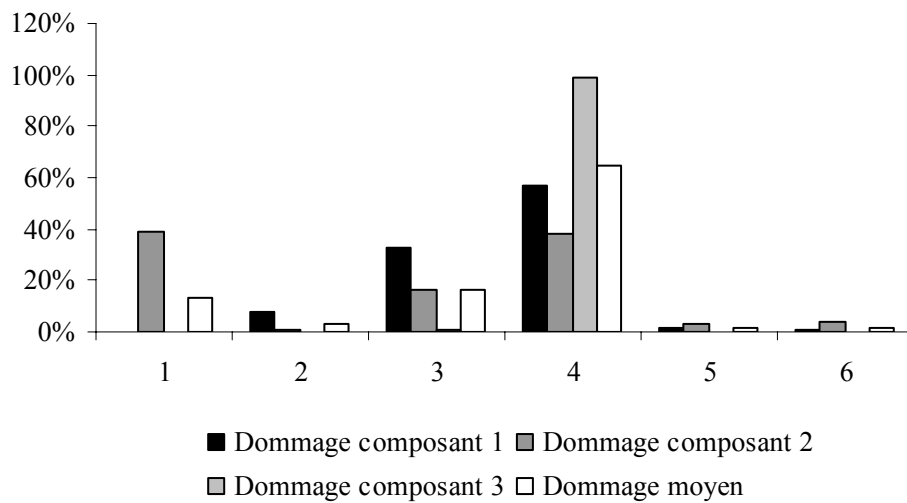


Figure 34 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné de la carte électronique.

3.2.3. Calcul de la durée de vie des composants électroniques et de la carte

Le calcul de la durée de vie s'effectue à partir du dommage total calculé par CirVibe et de la durée de la simulation numérique. Les durées de vie des trois composants électroniques sont présentées dans le Tableau 8. La durée de vie du composant 3 est la plus faible. Elle détermine donc celle de la carte électronique.

Tableau 8 : Durée de vie des composants électroniques pour la carte initiale sans composants de contrôle.

Composant	Total CirVibe	Durée de vie (h)
C1	5,81E-03	5,16E+02
C2	6,42E-02	4,67E+01
C3	2,42E+00	1,24E+00

3.2.4. Interprétation physique du dommage

La contribution de chaque mode au dommage de chaque composant peut être interprétée physiquement en terme de courbure par l'étude des formes modales de la carte. Les Figure 35 et Figure 36 présentent l'orientation de la carte électronique et les formes modales expérimentales identifiées pour les quatre premiers modes. Le premier mode sollicite plus particulièrement le composant 2. Cette observation se retrouve sur la Figure 36 où le composant 2 est endommagé à 38% par le mode 1. Le mode 3 sollicite plus particulièrement le composant 1, endommagé à 33%. Le mode 4 sollicite l'ensemble des composants, plus particulièrement le composant 3, observation qui se retrouve sur la Figure 32 et sur la Figure 36.

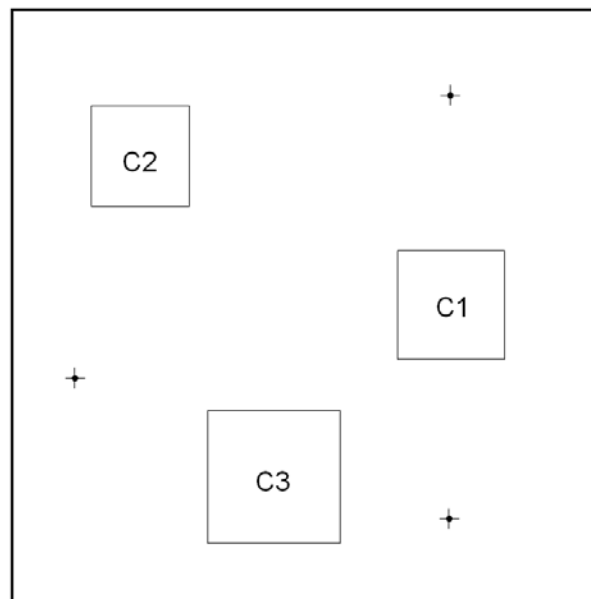


Figure 35 : Orientation de la carte électronique pour l'identification des formes modales.

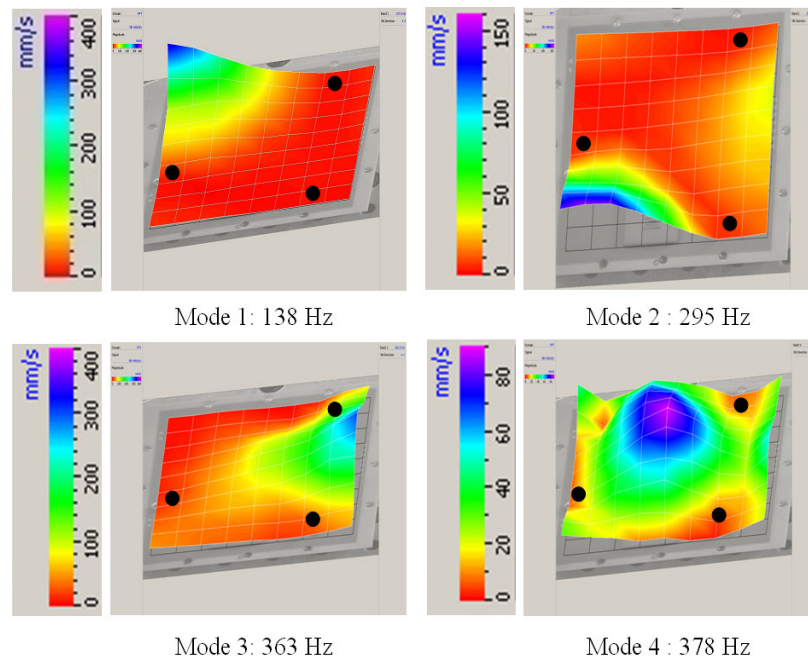


Figure 36 : Formes modales identifiées par vélocimétrie laser pour les modes 1 à 4 (données MBDA).

L'étude du dommage permet ainsi de déterminer les modes les plus endommageants pour la carte électronique et de les quantifier. Ce premier résultat sera utilisé dans l'algorithme de positionnement des composants de contrôle afin que ces derniers soient positionnés pour être particulièrement efficaces sur les mode les plus endommageants.

3.3. Modélisation et positionnement optimal

La modélisation présentée dans la section 3.2 est dédiée au calcul du dommage et inclut donc l'ensemble des caractéristiques des composants électroniques afin de pouvoir évaluer les contraintes au sein des composants. La modélisation suivante permettant de positionner de façon optimale les composants de contrôle, les composants électroniques sont donc modélisés sous la forme de zones équivalentes.

3.3.1. Modèle éléments finis de la carte électronique

La modélisation par éléments finis de la carte électronique est nécessaire pour déterminer la position optimale des composant piézoélectriques de contrôle.

L'étude de l'optimisation de la forme ou des dimensions géométriques des patches, comme l'épaisseur, n'a pu être développée dans cette étude. Si l'optimisation de la forme des patches permet d'améliorer leur efficacité sur les différents modes, elle diminue de ce fait la robustesse du système dans le cas d'une variation des formes modales. Cette étude relèverait d'un affinement de

la contrôlabilité, nécessaire dans un contexte totalement industriel. La modélisation présentée utilise le logiciel COMSOL particulièrement adapté aux structures intelligentes.

Contrairement à la modélisation CirVibe présentée dans la Figure 31, les composants électroniques ne sont pas explicitement modélisés comme illustré dans la Figure 37. Le but de cette modélisation n'étant pas de calculer le dommage et les contraintes au sein des composants électroniques, il n'est pas nécessaire de modéliser leur géométrie de façon précise, notamment au niveau du joint de soudure et des billes de connexion. Le modèle doit être au contraire relativement simple pour pouvoir être intégré dans l'algorithme de positionnement optimal des composants piézoélectriques de contrôle en minimisant les temps de calcul. Les composants électroniques sont donc remplacés par des zones où la carte électronique et le composant sont homogénéisés, méthode proposée par Sudant et Dessendier [3]. La zone homogénéisée peut se définir par sa masse équivalente ρ_{eq} telle que

$$\rho_{eq} = \rho_{comp} \frac{t_{comp}}{t_{card}} + \rho_{card}, \quad (3.1)$$

où ρ_{comp} et ρ_{card} sont la masse volumique du composant électronique modélisé et de la carte électronique. t_{comp} et t_{card} sont l'épaisseur du composant électronique modélisé et celle de la carte électronique. Le module d'Young équivalent de la zone homogénéisée E_{eq} est défini par

$$E_{eq} t_{eq}^3 = E_{card} t_{card}^3 + E_{comp} t_{comp}^3 + E_{solder joint} t_{solder joint}^3 + E_{comp} t_{comp} d_{comp}^2 + E_{sj} t_{sj} d_{sj}^2, \quad (3.2)$$

où E_{card} , E_{comp} et E_{sj} sont les modules d'Young de la carte électronique, du composant électronique modélisé et du joint de soudure. d_{comp} et d_{card} permettant de définir la distance entre les fibres neutres de la carte, du composant et du joint de soudure comme présenté dans la Figure 37.

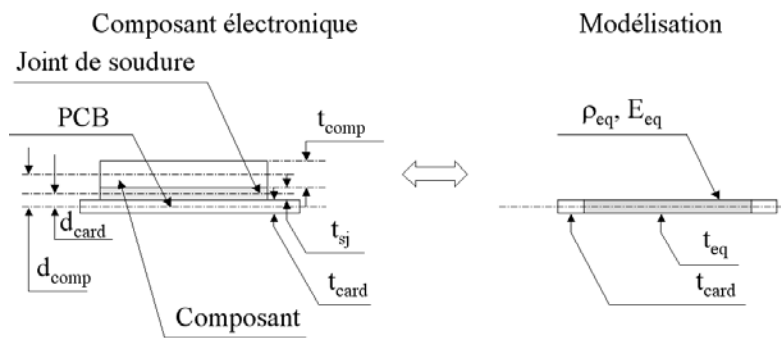


Figure 37 : Modélisation des composants électroniques pour le positionnement optimal des composants de contrôle.

Les Figure 38 et Figure 39 présentent le modèle COMSOL de la carte électronique intégrant les composants électroniques sous la forme de zones homogénéisées. Le maillage de la structure est réalisé via le mailleur automatique de COMSOL. L'analyse modale est réalisée pour 6 valeurs propres. Le Tableau 9 présente l'erreur relative calculée entre les fréquences mesurées et obtenues

via une analyse modale effectuée sur le modèle. Les fréquences simulées présentent une erreur relative comprise entre 1 et 22%. L'erreur est relativement faible pour les modes sur lesquels le positionnement sera ciblé. L'erreur plus importante sur le mode 2 n'a pas de conséquences sur le positionnement des composants de contrôle, ce mode n'étant pas pondéré dans l'algorithme de positionnement.

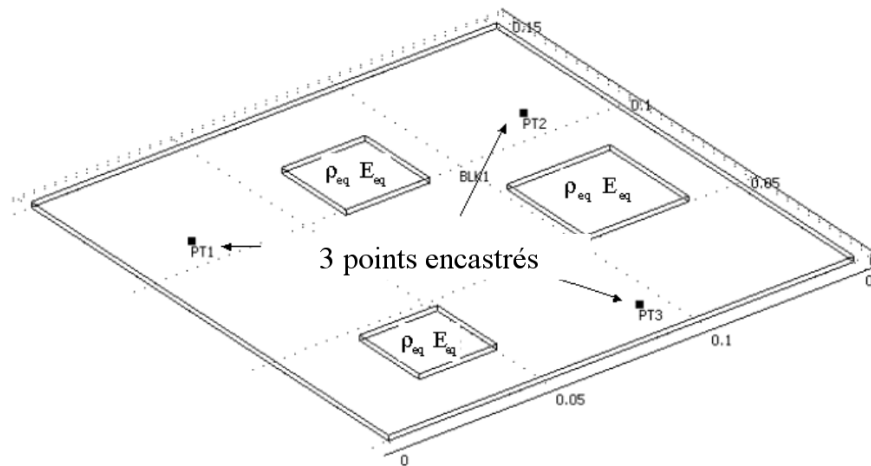


Figure 38 : Modèle Comsol de la carte électronique MBDA pour le positionnement optimal des composants de contrôle.

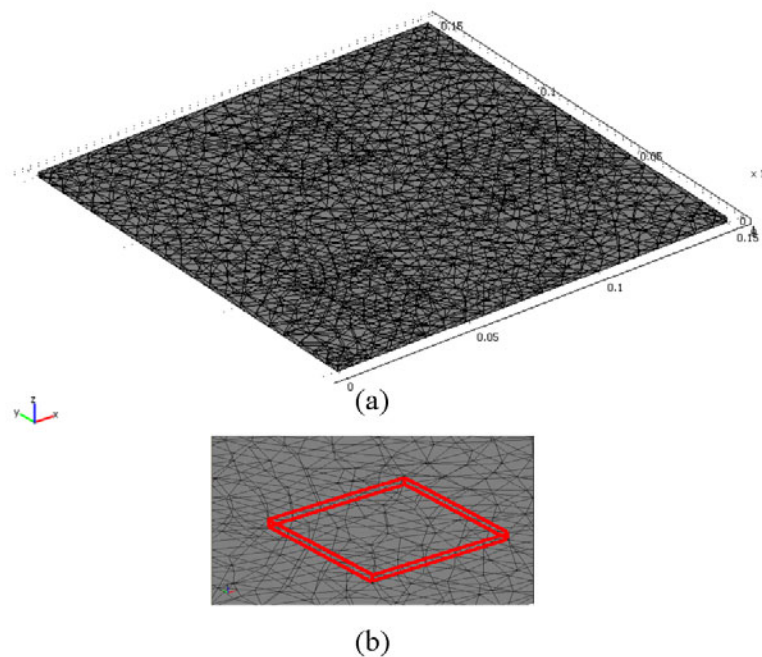


Figure 39 : Maillage Comsol de la carte électronique MBDA (a) et zoom sur le maillage et la modélisation du composant électronique 1 (b).

Tableau 9 : Comparaison entre les fréquences mesurées et simulées de la carte électronique MBDA sans composants de contrôle.

Fréquences mesurées (Hz)	Fréquences simulées (Hz)	Erreur relative
142	135	-5%
310	241	-22%
358	354	-1%
372	380	2%
454	494	9%
635	669	5%

Les Figure 40 et Figure 41 présentent les lignes nodales correspondants aux fréquences propres présentées dans le Tableau 9, obtenues avec la modélisation par éléments finis de la carte électronique sans composants de contrôle.

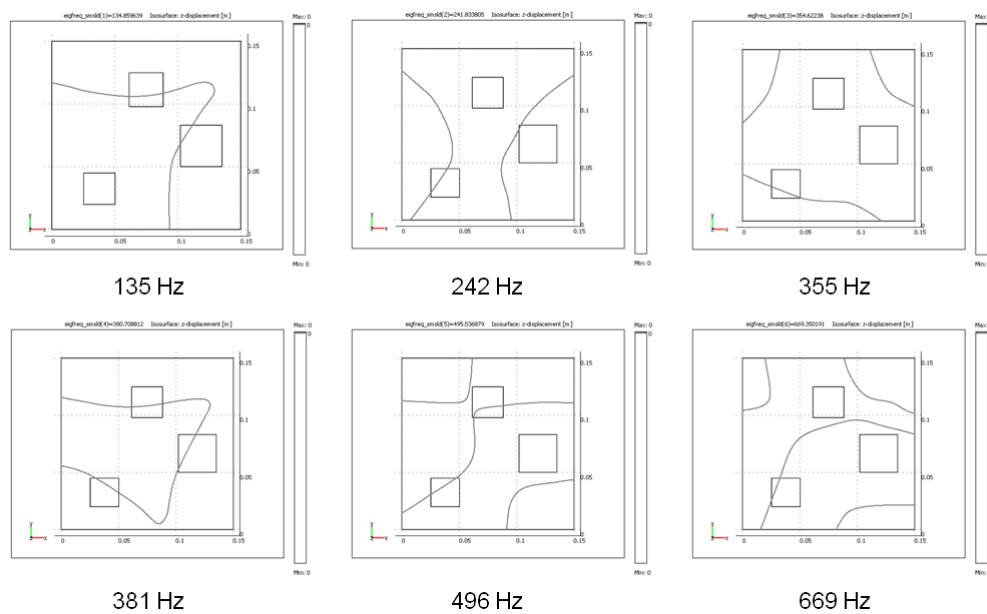


Figure 40 : Lignes nodales en déplacement, obtenues avec la modélisation par éléments finis de la carte électronique sans composants de contrôle, pour les 6 premiers modes.

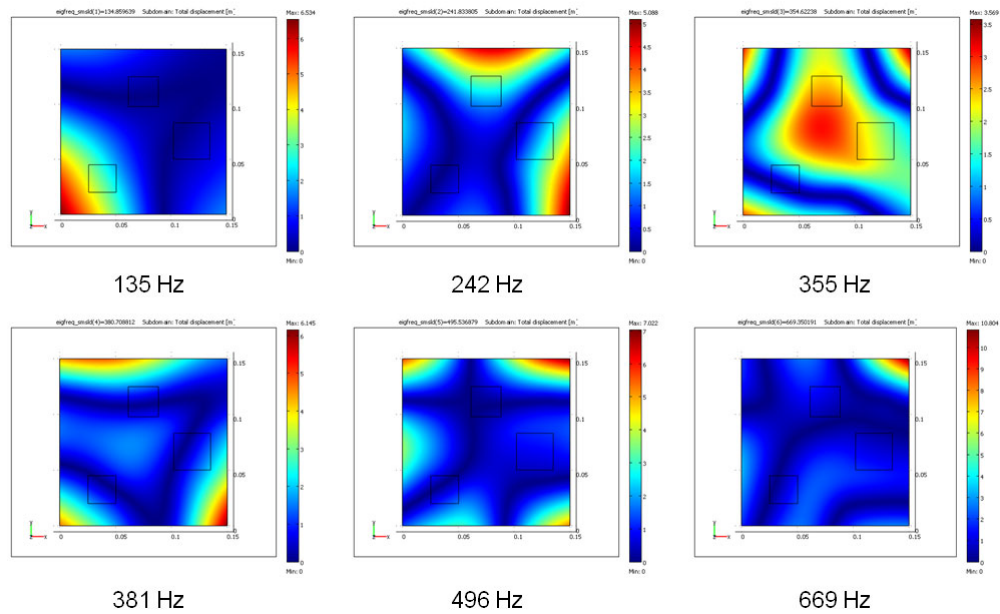


Figure 41 : Formes modales en déplacement, obtenues avec la modélisation par éléments finis de la carte électronique sans composants de contrôle, pour les 6 premiers modes.

La Figure 42 présente une comparaison entre les formes modales mesurées expérimentalement et les lignes nodales obtenues avec la modélisation par éléments finis pour les 4 premiers modes. Il y a globalement une bonne corrélation entre les lignes nodales numériques et expérimentales pour les 4 premiers modes.

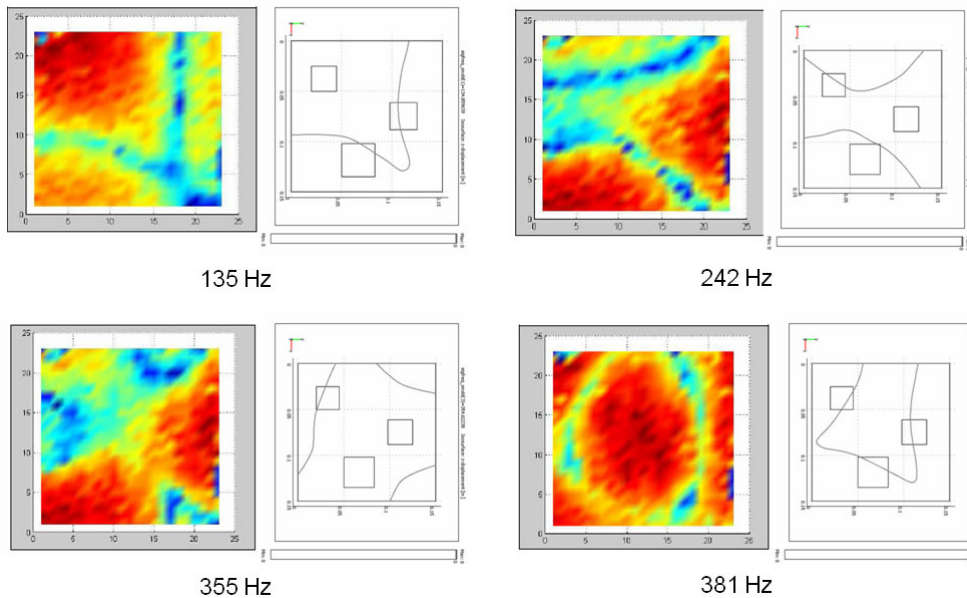


Figure 42 : Formes modales expérimentales en déplacement de la carte électronique sans composants de contrôle et lignes nodales numériques pour les 4 premiers modes.

3.3.2. Positionnement optimal des composants de contrôle sur la carte MBDA

La méthode suivante est basée sur l'étude de la courbure de la carte sans composants piézoélectriques. Le positionnement optimal déterminé présente donc une erreur liée à l'influence du positionnement des composants piézoélectriques sur la structure. La masse et la raideur ajoutées par ces composants modifient en effet localement les formes modales de la structure. Cette approximation permet néanmoins de déterminer un positionnement optimal sans avoir à extraire de la modélisation, la matrice contenant les coefficients de couplage électromécanique des patchs piézoélectriques, difficiles à obtenir numériquement dans le cas de structures complexes (Cf. section 2.2.9).

L'étude de la courbure permet en effet de déterminer les zones de forte courbure où les composants piézoélectriques seront particulièrement sollicités donc particulièrement efficaces. Le critère de positionnement est ici basé sur le dommage moyen D_a^i [3][81] et sur la densité de charge modale Γ_i , représentant la densité de charge électrique sur la surface du patch pour chaque mode. La densité de charge peut être calculée à partir de la courbure de la structure et des caractéristiques piézoélectriques des composants de contrôle. Cette densité peut être considérée comme un indicateur de l'efficacité du patch piézoélectrique pour un mode donné. L'introduction des valeurs du dommage dans le critère de positionnement a été proposée pour la première fois par Sudant et Dessendier [2] pour cibler le positionnement sur les modes les plus endommageants. Ce critère permet ainsi de prendre en compte le dommage et les formes modales de la carte électronique. Il est défini par

$$J_c = \sum_{i=1}^6 D_a^i |\Gamma_i| \quad (3.3)$$

La densité modale de charge est définie par la courbure dans les deux directions γ_{xi} et γ_{yi} multipliées par les coefficients e_{31} et e_{32} de la matrice de piézoélectricité e :

$$\Gamma_i = e_{31} \gamma_{xi} + e_{32} \gamma_{yi}, \quad (3.4)$$

$$e = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{32} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Les céramiques PZT étant des matériaux piézoélectriques isotropes dans le plan normal à la direction de polarisation, les deux coefficients e_{31} et e_{32} sont égaux et (3.4) peut s'écrire :

$$\Gamma_i = e_{31} (\gamma_{xi} + \gamma_{yi}). \quad (3.6)$$

e_{31} étant une constante, la recherche du maximum de (3.6) revient à celle de :

$$\Gamma_i = (\gamma_{xi} + \gamma_{yi}). \quad (3.7)$$

La courbure est calculée via la méthode des différences finies basée sur les déplacements modaux obtenus avec la modélisation COMSOL. La Figure 43 présente la cartographie résultat du critère J_c (3.3) à la surface de la carte électronique. Les zones de courbure maximale sont naturellement placées au niveau des points d'encastrement sur les colonnetes. Le positionnement d'un composant piézoélectrique en ces points étant en pratique impossible, ces zones ne seront pas prises en compte dans le positionnement. Les zones situées autour des colonnetes ne sont pas prises en compte dans le positionnement, car il serait technologiquement impossible de placer des patches dans cette position. Le critère de positionnement est donc imposé à zéro sur ces zones dans la visualisation graphique sur la Figure 43. Les patches sont collés sur la surface inférieure de la carte pour que le positionnement ne soit pas contraint par les composants électroniques. Le positionnement des patches piézoélectriques réalisé est présenté sur la Figure 44 et les coordonnées de chaque patch sont données dans le Tableau 10.

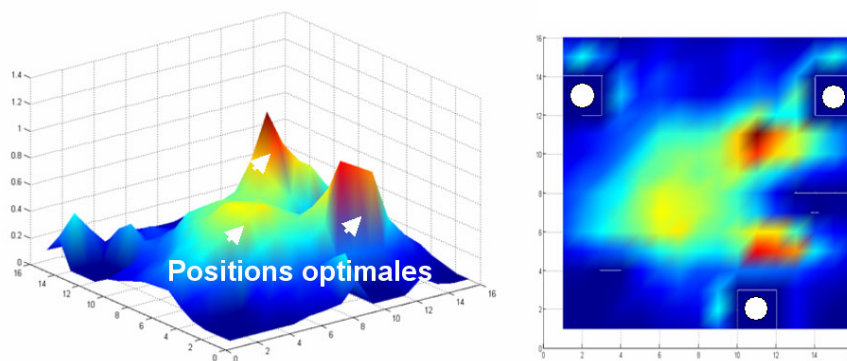


Figure 43 : Valeur du critère de positionnement à la surface de la carte électronique (imposé à zéro au niveau des colonnetes) : visualisation 3D et vue de dessus.

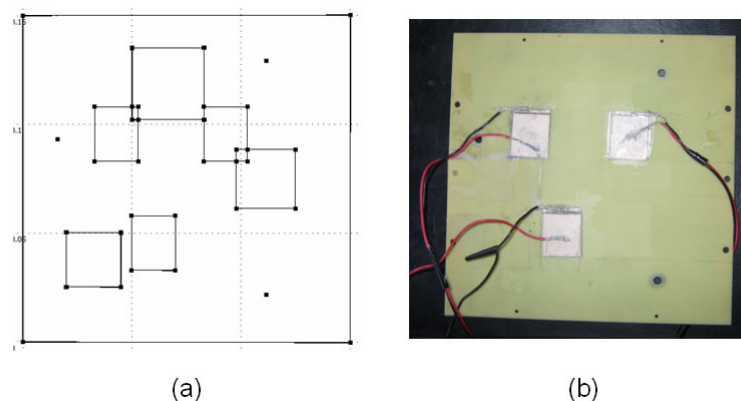


Figure 44 : Positionnement optimal (a) (vue de dessus) des patches piézoélectriques et collage réalisé suivant la configuration calculée (b) (vue de dessous).

Tableau 10 : Coordonnées des patches piézoélectriques à la surface de la carte électronique (l'origine est située dans le coin inférieur gauche de la carte orientée comme sur la Figure 45).

Patch piézoélectrique	Abscisse (mm)	Ordonnée (mm)
1 (Actionneur)	33	50
2 (Capteur 1)	83	83
3 (Capteur 2)	83	33

La structure instrumentée par les patches piézoélectriques présente de nouvelles caractéristiques mécaniques, l'ensemble des trois patches piézoélectriques représentant une masse, une raideur et une surface non négligeable de la nouvelle carte pouvant être contrôlée. Le dommage étant particulièrement lié aux formes modales, il est nécessaire de recalculer la distribution modale du dommage sur la structure intelligente pour quantifier la modification de l'endommagement de la carte induit par la modification de structure générée par les patches positionnés de façon optimale.

3.3.3. Influence sur l'étude du dommage

Le dommage est alors calculé à partir du modèle de la carte électronique illustrée par une figure CirVibe en Figure 45, incluant les patches piézoélectriques sous la forme de zones de raideur équivalente. La détermination des nouvelles propriétés de ces zones est réalisée par le logiciel CirVibe à partir des caractéristiques de la carte et des patches piézoélectriques. Les patches piézoélectriques ont été précédemment positionnés de façon à être particulièrement efficaces sur les modes les plus endommageants (cf. Figure 34), par l'intégration des valeurs moyenne du dommage normalisé dans l'algorithme de positionnement des composants de contrôle.

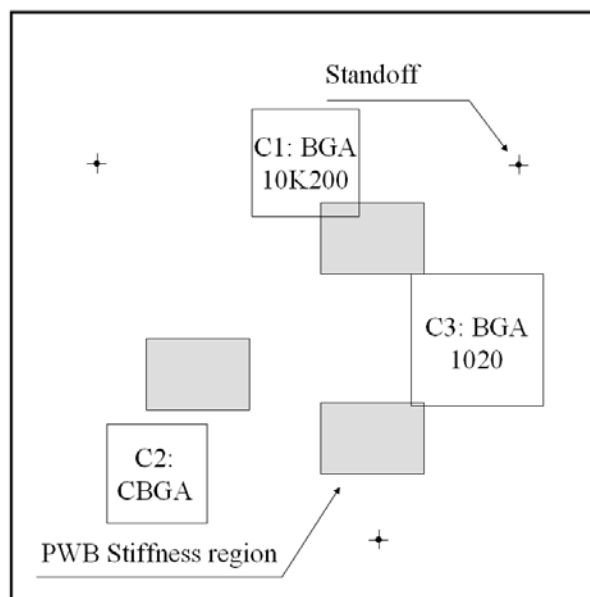


Figure 45 : Carte électronique réalisée sous CirVibe intégrant les patches piézoélectriques dans leur configuration optimale sous la forme de zones de raideur équivalente (PWB Stiffness region).

Le Tableau 11 et le Tableau 12 présentent respectivement les valeurs du dommage numérique calculées sur la carte électronique avec patches piézoélectriques et la variation relative du dommage induite par les patches piézoélectriques. L'introduction des patches sur la structure induit globalement une forte diminution du niveau modal d'endommagement mais conduit dans certains cas à une augmentation. Dans le cas de l'augmentation, il faut pondérer son effet car elle concerne des niveaux de dommage très faibles qui sont négligeables devant celui du composant 3, qui demeure le composant le plus endommagé et donc qui détermine ainsi la nouvelle durée de vie de la carte.

Tableau 11 : Dommage numérique des composants électroniques de la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6	Total calculé
C1	1,97E-06	5,39E-05	1,27E-03	1,40E-04	1,99E-05	3,26E-06	1,49E-03
C2	5,30E-03	3,56E-04	1,31E-03	7,52E-04	1,40E-04	2,00E-03	9,86E-03
C3	6,65E-04	4,82E-04	1,58E-02	1,23E-01	1,86E-04	5,84E-06	1,40E-01

Tableau 12 : Variation relative du dommage entre la carte initiale et la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
C1	-20%	-62%	120%	-86%	-39%	-65%
C2	-70%	77%	-82%	-96%	-89%	8%
C3	36%	-93%	-11%	-94%	-91%	-89%

Le Tableau 13 présente les durées de vie des composants électroniques calculées pour la carte non contrôlée activement incluant les patches piézoélectriques. La durée de vie du composant 3 est toujours la plus faible et conditionne donc toujours celle de la carte.

Tableau 13 : Durée de vie des composants électroniques de la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.

Composant	Total CirVibe	Durée de vie
C1	1,06E-02	2,83E+02
C2	2,05E-02	1,46E+02
C3	1,46E-01	2,06E+01

L'introduction des patches piézoélectriques sur le modèle se répercute par une modification de la contribution de chaque mode au dommage de chaque composant électronique comme présenté dans le Tableau 14 et sur la Figure 46 pouvant être comparée à celle présentée sur la Figure 34. Les modes 3, 4 et 1 demeurent les modes les plus endommageants avec une contribution moyenne de 37, 35 et 18%. Le dommage est globalement et sensiblement plus réparti sur l'ensemble des modes à des niveaux plus faibles (Cf. Tableau 12).

L'introduction des patchs sur la structure, dans une configuration optimale pour les modes 4, 3 et 1 conduit dans un premier temps à une forme passive de contrôle. Ce contrôle passif sera maintenu dans le cas de défaillance d'alimentation du système actif.

Tableau 14 : Dommages normalisés des composants électroniques et dommage moyenné sur la carte dotée des patchs piézoélectriques mais non contrôlée activement.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
C1	0,13%	3,62%	85,30%	9,38%	1,34%	0,22%
C2	53,74%	3,61%	13,33%	7,62%	1,42%	20,28%
C3	0,48%	0,35%	11,33%	87,71%	0,13%	0,00%
Moyenne	18,12%	2,53%	36,66%	34,91%	0,96%	6,83%

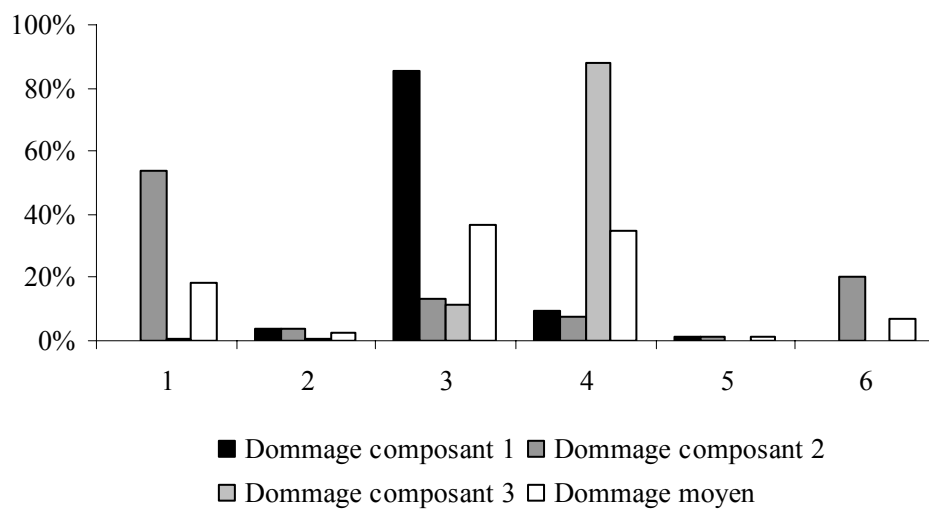


Figure 46 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné sur la carte dotée des patchs piézoélectriques mais non contrôlée activement.

La présence des patchs piézoélectriques sur la structure modifie les formes modales et de ce fait l'endommagement des composants piézoélectriques. Pour une meilleure optimisation du positionnement des composants de contrôle, le calcul du dommage correspondant pourrait intégrer la modification de structure induite par les patchs et le positionnement optimal pourrait alors être déterminé pour un équilibre entre endommagement et coefficient de couplage électromécanique des patchs piézoélectriques.

3.4. Contrôle modal nominal de la carte électronique MBDA

Ce chapitre présente l'application du contrôle modal à la carte électronique MBDA, en supposant que les caractéristiques mécaniques de la carte et que son environnement sont peu évolutifs. Les problèmes de robustesse du contrôle modal face à une structure évolutive, plus particulièrement face à une variation des conditions aux limites ou de l'environnement, seront abordés dans la section 4. L'algorithme de contrôle est ici appliqué sur un modèle modal expérimental de la

structure. Les techniques choisies ici sont en cohérence avec la suite des recherches à savoir le contrôle modal semi-adaptatif. Dans cette section, l'algorithme de contrôle est choisi de façon à être réadapté par la suite et calculé à partir d'un modèle expérimental identifié avec un algorithme donnant des résultats précis et pouvant être mis en ligne.

L'application du contrôle modal peut se diviser en quatre étapes. Dans une première phase, le modèle expérimental du système complet (carte électronique instrumentée des composants piézoélectriques dans les conditions aux limites de l'étude) est élaboré à partir des données identifiées par l'algorithme RFP. L'utilisation de méthodes d'identification permet en effet à ce stade de l'étude, de déterminer les caractéristiques mécaniques de la structure avec une grande précision. La conception et le réglage de l'observateur de Luenberger sont ensuite effectués numériquement à partir de ce modèle expérimental. La troisième phase concerne l'estimation des gains de la matrice de pondération sur l'état réalisé numériquement, toujours à partir du modèle expérimental et basé sur la tension de commande maximale (Cf. section 2.3.3.3). Enfin, le contrôleur est appliqué expérimentalement tel qu'il a été conçu « numériquement », sans aucune intervention nécessaire à posteriori sur les gains de contrôle. Son efficacité est alors évaluée ainsi que sa robustesse sur ce contrôle nominal.

3.4.1. Modèles d'état modaux expérimentaux

La construction du modèle expérimental peut être divisée en deux étapes. La première phase concerne l'identification des caractéristiques mécaniques puis électromécaniques du système. La seconde phase concerne la construction des modèles d'état expérimentaux, le modèle d'état de la carte excitée par l'actionneur piézoélectrique, pour la détermination des gains de contrôle et d'observation, et celui de la carte électronique excitée par la base, pour la simulation numérique du contrôle et le calcul de la tension de commande. La conception des deux modèles d'état expérimentaux a été réalisée sur les six modes pris en compte dans l'étude du dommage. Cette étape est primordiale pour le calcul du contrôleur, particulièrement au niveau du modèle d'état utilisé par l'observateur, du calcul des gains de contrôle et d'observation et de la prévision de la tension de commande.

3.4.2. Identification des caractéristiques mécaniques

En cohérence avec la suite de l'étude, notamment sur le contrôle semi-adaptatif, le modèle expérimental repose ici sur l'utilisation de techniques directes d'identification, plus particulièrement sur l'usage de l'algorithme de curve fitting RFP, présenté dans la section 2.4.2, qui permet une identification très précise des caractéristiques mécaniques de la structure. Il est important de souligner que seules les fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux seront extraits de l'identification, la détermination des vecteurs de couplage électromécaniques nécessitant une mesure plus particulière présentée dans la section 2.2.9. L'un des avantages principal de l'utilisation de l'algorithme RFP est sa simplicité d'utilisation et le faible nombre de paramètres à choisir : bande fréquentielle et nombre de modes à identifier. Si le nombre optimal

de modes à identifier peut être obtenu en cherchant à minimiser l'erreur entre la FRF estimée et la FRF mesurée, il peut également être déterminé manuellement en quelques essais. L'identification est réalisée ici sur le système excité par la base avec un couple de serrage de 1Nm appliqué sur les trois colonnettes, la configuration générale étant rappelée sur la Figure 47. Le modèle réduit identifié par l'algorithme RFP concerne les six premières fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux pris en compte dans l'étude du dommage.

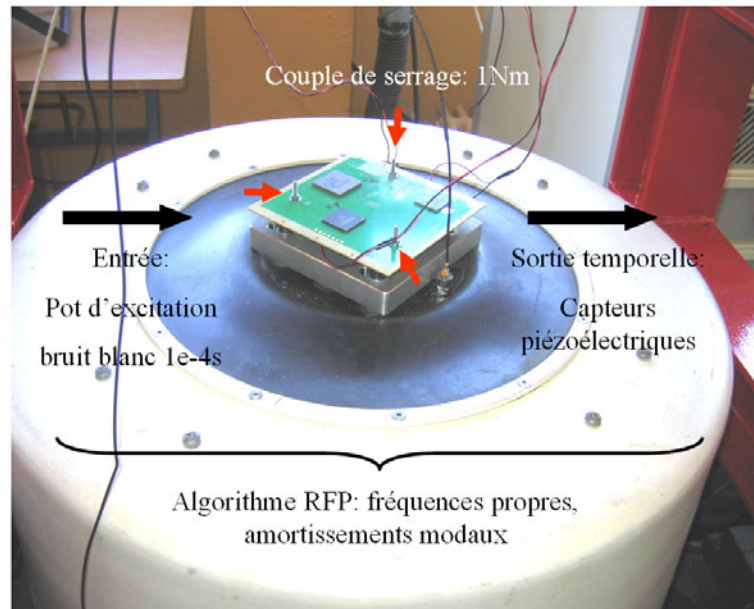


Figure 47 : Configuration générale pour l'identification des caractéristiques mécaniques.

Les données relevées sont celles issues de l'accéléromètre de référence placé sur la table du pot d'excitation donnant aussi l'information sur l'excitation, donc l'entrée sur la structure, et des capteurs piézoélectriques pour les sorties. L'excitation de type bruit blanc (période d'échantillonnage : 10^{-4} s) est réalisée sur une bande fréquentielle de 0 à 5000Hz. L'identification est réalisée sur l'intervalle 0-833 Hz pour un nombre de modes de 14. Le choix du nombre de modes pris en compte dans l'algorithme RFP influence la précision de la fonction de transfert identifiée, comme illustré sur la Figure 48 (a) pour un nombre de modes variant de 12 à 17. Le nombre optimal de modes est de 14, la fonction de transfert identifiée correspondante est présentée sur la Figure 48 (b).

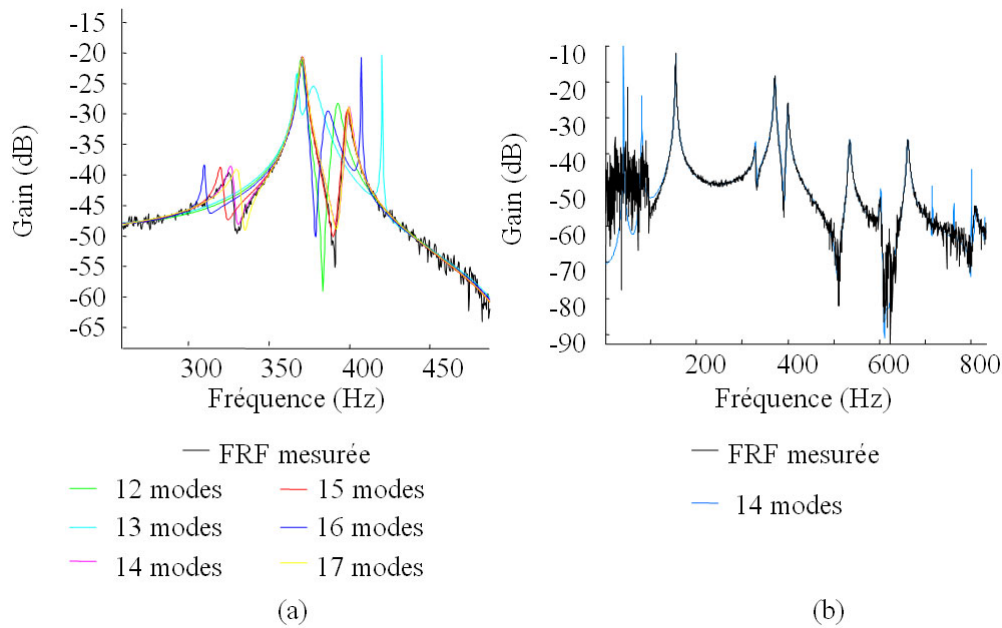


Figure 48 : Influence du nombre de modes pris en compte (12 à 17) dans l'algorithme RFP sur la fonction de transfert identifiée entre le capteur 1 et l'accéléromètre.

Les données entrée / sortie mesurées sur le système dans le domaine temporel sont dans un premier temps converties dans le domaine fréquentiel sous la forme d'un vecteur amplitude / pulsation à l'aide de l'algorithme PWelch [79] (fonction *tffestimate* sous Matlab). L'utilisation de l'algorithme RFP (Cf. section 2.4.2.3) permet ensuite de reconstruire la fonction de transfert du système sous la forme d'une somme de fractions rationnelles faisant apparaître les pôles et les résidus de chaque mode. Les fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux correspondants sont finalement extraits des pôles et résidus. La fonction de transfert identifiée pour le capteur piézoélectrique 1 est présentée sur la Figure 49 sur la bande fréquentielle 100-800Hz.

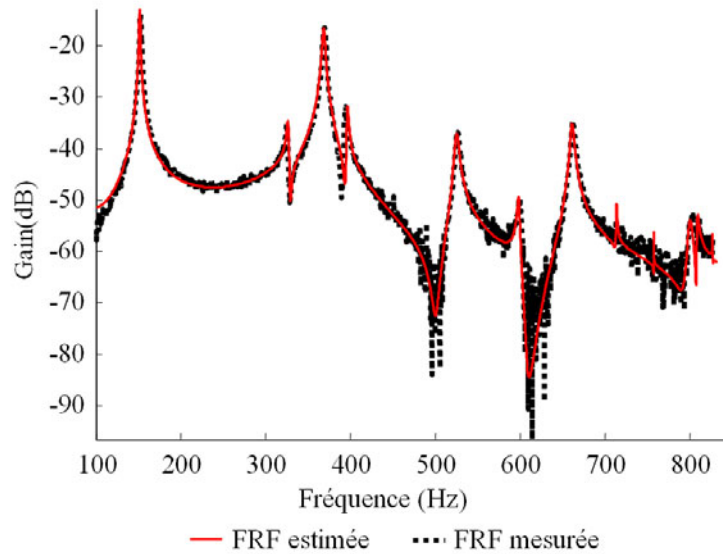


Figure 49 : Fonction de transfert identifiée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 1 et l'accéléromètre pour le système non contrôlé (excitation par la base, $1g_{rms}$).

La fonction de transfert identifiée présente une très bonne corrélation avec celle mesurée. Les valeurs correspondantes, fréquences propres, facteurs d'amortissement modaux, phase et amplitude, sont détaillées dans le Tableau 15, pour les 14 modes estimés. Les modes estimés 3 à 8 correspondent aux 6 modes recherchés, sur lesquels portera le contrôle.

Tableau 15 : Fréquences et facteurs d'amortissement modaux identifiés par RFP à partir du capteur piézoélectrique 2 pour le système non contrôlé excité à $1g_{rms}$, avec un couple de serrage de 1Nm sur les colonnettes supports.

Mode estimé	Fréquences	Amortissement	Amplitude (C_i)	Phase
1	38,24	-4,55E-03	1,78	-118,22
2	77,92	-5,72E-03	4,59	160,88
3 (1)	151,35	4,13E-03	44,74	12,01
4 (2)	326,58	3,25E-03	11,12	-177,32
5 (3)	368,38	4,51E-03	181,73	-174,17
6 (4)	396,31	2,30E-03	16,16	178,31
7 (5)	525,15	4,70E-03	35,76	-177,65
8 (6)	598,43	2,37E-03	5,66	4,54
9	661,41	3,22E-03	49,57	-177,41
10	713,82	7,14E-04	1,39	140,20
11	757,78	-6,37E-05	0,11	-139,00
12	800,36	3,41E-03	7,51	155,10
13	809,23	1,26E-03	3,25	-168,81
14	826,90	5,37E-05	0,20	53,18

3.4.3. Identification des caractéristiques de couplage électromécanique

Les caractéristiques de couplage électromécaniques ne peuvent être extraites directement de l'identification précédemment réalisée. Elle nécessite une mesure particulière. L'actionneur piézoélectrique est piloté en tension et les capteurs piézoélectriques sont conditionnés en charge (Tableau 16). La dynamique de la structure intelligente instrumentée d'un actionneur et de deux capteurs (c1 et c2) peut donc s'écrire suivant les notations et hypothèses de la section 2.2, avec (2.49) et (2.54) :

$$\ddot{q} + Kq = \Pi_a g_a V_a, \quad (3.8)$$

$$\Pi_{c1}^t q = g_c V_{c1}, \quad (3.9)$$

$$\Pi_{c2}^t q = g_c V_{c2}, \quad (3.10)$$

où g_a et g_c sont respectivement les gains de l'amplificateur de tension connecté à l'actionneur piézoélectrique et ceux des amplificateurs de charge connectés aux capteurs piézoélectriques. Ces gains sont fonction des caractéristiques électriques des amplificateurs et du réglage de la sensibilité. V_a , V_{c1} et V_{c2} sont respectivement la tension appliquée aux bornes de l'amplificateur de tension et les tensions mesurées aux bornes des amplificateurs de charge.

Tableau 16 : Céramique et type de conditionnement.

Type de céramique	Céramique PZT	Matériau : P188 (Saint-Gobain)
Pilotage actionneur	Amplificateur de tension	Physic Instrument HVPZT-POWER-AMPLIFIER
Conditionnement capteurs	Amplificateur de charge	B&K 2626

L'identification des coefficients de couplage électromécanique généralisés de l'actionneur piézoélectrique et ceux des deux capteurs piézoélectriques conduit aux matrices B et C de la représentation d'état, présentées dans le Tableau 17. L'identification est réalisée en excitant la carte électronique à 1 g_{rms}, par la base, à l'aide du pot vibrant. Les valeurs de couplage électromécanique sont supposées linéaires en fonction du niveau d'excitation. Les trois composants piézoélectriques sont alternativement placés en circuit ouvert et en court-circuit (Figure 50).

Dans le premier cas, l'actionneur est placé en court-circuit et les deux capteurs sont connectés aux amplificateurs de charge, donc également en court-circuit. L'équation (3.8) s'écrit alors :

$$\ddot{q} + Kq = 0. \quad (3.11)$$

Les fréquences propres de la carte électronique, instrumentée des composants piézoélectriques, sont dans ce cas celles de la structure mécanique, indépendamment du phénomène de couplage électromécanique.

Dans le second cas, l'actionneur est placé en circuit ouvert, les deux capteurs restent connectés. L'équation (3.8) s'écrit alors :

$$\ddot{q} + (K - \Pi_a \Pi_a^t) q = 0. \quad (3.12)$$

Cette configuration permet ainsi de mesurer la raideur induite par l'effet piézoélectrique, c'est à dire le terme $\Pi_a \Pi_a^t$, lié à l'actionneur via la mesure des fonctions de transfert entre le capteur 1/2 et l'accéléromètre de référence.

Dans le troisième cas, l'actionneur piézoélectrique est à nouveau placé en court-circuit. Le capteur 2 est déconnecté de l'amplificateur de charge, donc placé en circuit ouvert. L'équation (3.8) s'écrit alors :

$$\ddot{q} + (K - \Pi_{c2} \Pi_{c2}^t) q = 0. \quad (3.13)$$

Cette configuration permet de mesurer la raideur induite par l'effet piézoélectrique lié au capteur 2, c'est à dire le terme $\Pi_{c2} \Pi_{c2}^t$, via la mesure de la fonction de transfert entre le capteur 1 et l'accéléromètre de référence.

Le quatrième cas permet finalement de mesurer la raideur induite par l'effet piézoélectrique lié au capteur 1, c'est à dire le terme $\Pi_{c1} \Pi_{c1}^t$, en déconnectant le capteur 1 de l'amplificateur de charge, via la mesure de la fonction de transfert entre le capteur 2 et l'accéléromètre de référence. L'équation (3.8) s'écrit alors :

$$\ddot{q} + (K - \Pi_{c1} \Pi_{c1}^t) q = 0. \quad (3.14)$$

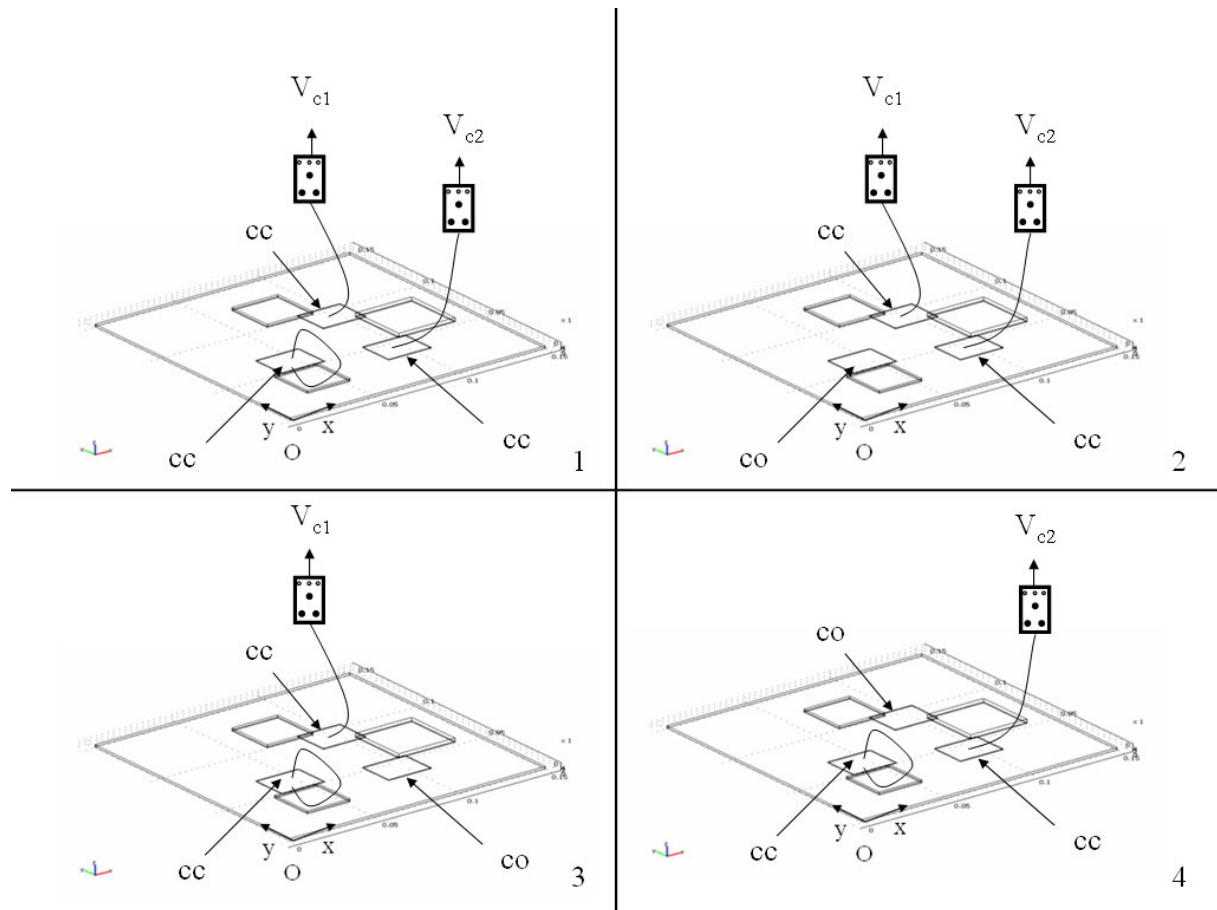


Figure 50 : Conditions aux limites électriques imposées pour la détermination des coefficients de couplage électromécanique des trois composants piézoélectriques.

Tableau 17 : Matrices actionneur et capteurs.

Mode	B (1:6,1)	C capteur 1 (1,1:6)	C capteur 2 (2,1:6)
1	-0,12882	-2,6505	0,3058
2	0,33072	-0,1378	1,2616
3	0,2712	1,9389	1,2545
4	0,442	6,8437	7,9095
5	-0,9744	2,3087	1,2799
6	0,872	-0,8696	-0,4659

3.4.4. Synthèse des données identifiées : modèles d'état expérimentaux

Il est important de distinguer deux modèles d'état utilisés dans la suite de l'étude soit pour la simulation du comportement de la structure intelligente et le calcul de la commande, soit pour le calcul des gains de contrôle et d'observation.

Le premier renvoie au système utilisé par le contrôleur, c'est à dire à la carte électronique excitée par l'actionneur piézoélectrique. Les fonctions de transfert mesurée et identifiée du système excité par l'actionneur piézoélectrique, obtenue à partir du système d'état identifié, sont présentées dans la Figure 51. Il y a globalement une bonne corrélation entre le comportement du système identifié et celui du système expérimental. Ce modèle d'état (A_m, B_m, C_m) sera utilisé pour le calcul des gains de contrôle et d'observation et dans le modèle d'état de l'observateur de Luenberger.

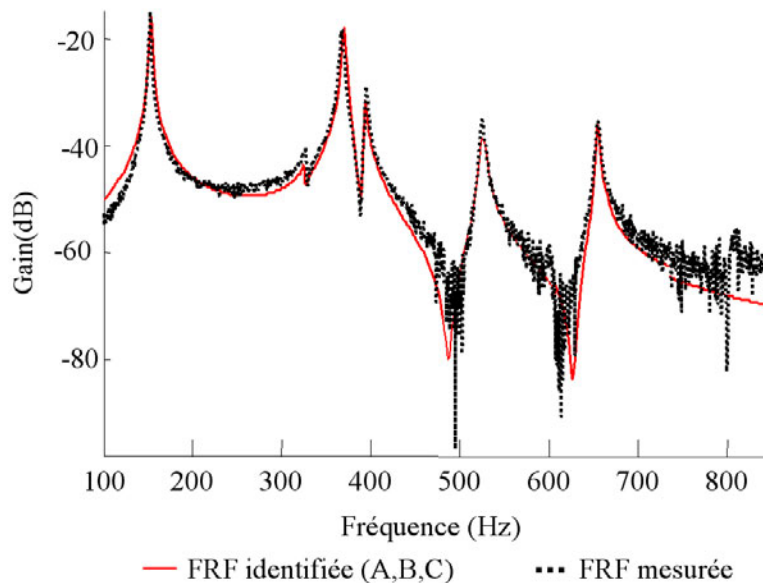


Figure 51 : Fonction de transfert mesurée et reconstruite du système excité par l'actionneur piézoélectrique, obtenue à partir du système d'état identifié (A, B, C) (modèle sur 8 modes).

Le second renvoie au système complet excité dans les conditions réelles, c'est à dire par la base, donc par l'intermédiaire des colonnettes. Il s'agit du modèle d'état utilisé dans le système d'état (2.86) ou (3.15) suivant:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Gw \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (3.15)$$

Les fonctions de transfert mesurée et identifiée du système excité par la base, obtenue à partir du système d'état identifié, sont présentées dans la Figure 52. Il y a globalement une bonne corrélation entre le comportement du système numérique et celui du système expérimental. Ce

système d'état (A,B,C,G) sera utilisé uniquement numériquement pour simuler le comportement de la structure et prévoir les performances du contrôleur et les tensions de commande.

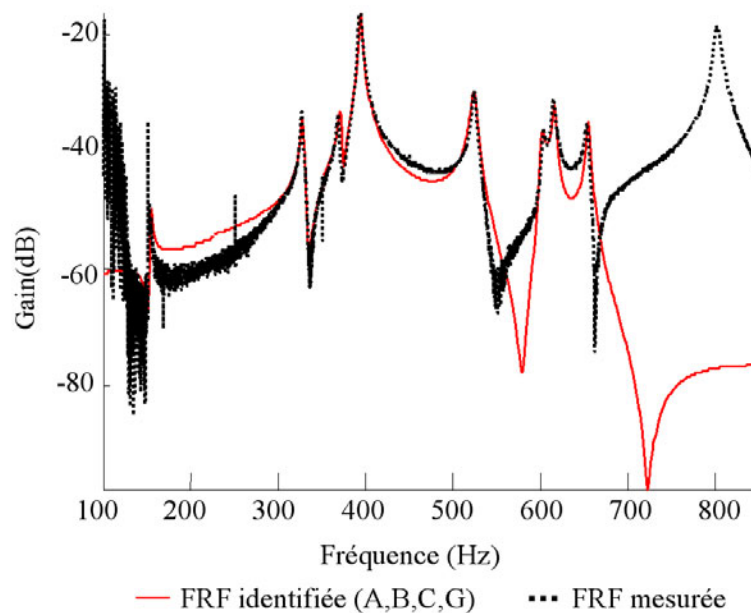


Figure 52 : Fonction de transfert mesurée et reconstruite du système excité par la base, obtenue à partir du système d'état identifié (A,B,C,G) (modèle sur 8 modes).

3.4.5. Application de l'observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger est classiquement conçu tel que sa dynamique soit légèrement plus rapide que celle du système contrôlé. Si les calculs numériques conduisent à des valeurs de gain très importantes, dans la pratique, les gains L de l'observateur obtenus à partir de la matrice de pondération B_{obs} programmée, à l'aide la fonction Matlab LQE, seront aussi faibles que possibles afin de satisfaire d'une part aux limites de la carte d'acquisition dSpace utilisée et ainsi éviter tout mauvais fonctionnement du système lors de la compilation du programme et d'autre part à une amplification minimale des bruits non modélisés. Le Tableau 18 présente la matrice L obtenue pour la pondération suivante :

$$1 \times 10^4 BB^t. \quad (3.16)$$

Tableau 18 : Matrice L des gains de l'observateur

L	
-9,98	0,85
2,29	21,72
16,16	15,17
25,83	32,42
65,37	28,02
-59,11	-28,64
-0,52	-1,52
4,25	7,86
0,93	3,52
-9,73	-4,97
34,74	36,11
-14,22	-18,34

3.4.6. Calcul du contrôleur à partir du modèle d'état expérimental

La première étape du calcul du contrôleur est le choix des gains de la matrice de pondération Q intervenant dans le calcul de la matrice K des gains de contrôle à l'aide de l'équation de Riccati (2.92). Il est important de dissocier la répartition des pondérations sur les différents modes et leur niveau. En ce qui concerne le premier point, la répartition des pondérations reprend celle du dommage calculé dans la section 3.2. Cette répartition est présentée sur la Figure 53 et dans le Tableau 19, pour une amplitude qui pourra être dans un premier temps considérée comme quelconque, le système étant considéré linéaire. Respectant le niveau d'endommagement de chaque mode, les modes 3 et 4 sont naturellement les plus fortement pondérés. La pondération des autres modes sera plus faible de plusieurs ordres de grandeur afin de concentrer l'énergie de contrôle sur les deux modes prépondérants.

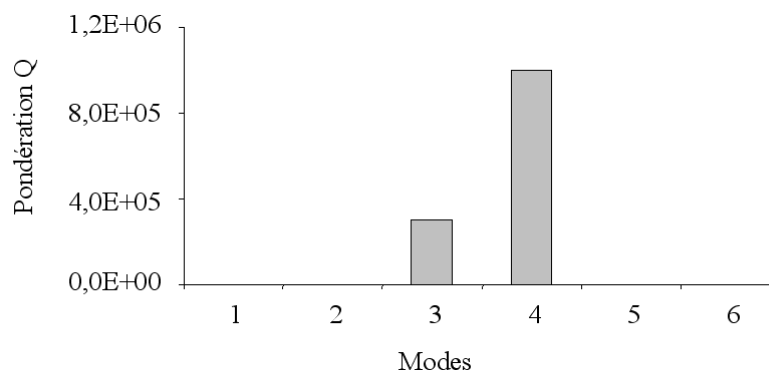


Figure 53 : Pondérations sur l'état appliquées dans la matrice de pondération Q (Cf. Tableau 19), proportionnellement au dommage modal.

En ce qui concerne le second point, le choix de l'amplitude générale des gains de pondération, traduit par le coefficient γ est effectué pour satisfaire trois contraintes indissociables : le niveau de performance souhaité, à savoir le niveau de la réduction des vibrations, l'énergie de commande nécessaire et la tension maximale des patchs. Les actionneurs piézoélectriques étant en effet limités par la tension appliquée à l'aide de l'amplificateur, il est important de vérifier si les pondérations choisies ne conduisent pas à dépasser cette limite. La tension de commande a été ici limitée à une valeur de 600V, limite correspondant aux céramiques utilisées, pour éviter leur dépolarisation partielle ou leur claquage. La relation entre la tension de commande et la matrice de pondération n'étant pas linéaire mais dictée par l'équation de Riccati (2.92), il est nécessaire de calculer à l'aide de l'expression de l'état estimé (2.100), la commande (2.101) du système en boucle fermée. Les fonctions de transferts en boucle ouverte et en boucle fermée sont obtenues avec (2.102) et (2.103), et la tension de commande avec (2.101). Les expressions des fonctions de transfert du système en boucle ouverte et en boucle fermée sont rappelées ici

$$H_{BO}(s) = \frac{Y}{W} = C(S \times Id - A)^{-1} G. \quad (3.17)$$

$$H_{BF}(s) = \frac{Y}{W} = C \left(S \times Id - \left(A - BK \left(s \times Id - (A_m - B_m K - LC_m) \right)^{-1} LC \right) \right)^{-1} G. \quad (3.18)$$

La Figure 54 présente la variation de la fonction de transfert traduisant les performances du contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations. La réduction du niveau de vibration peut ainsi varier de 0 à -25 décibels pour le mode 4. Pour le niveau de pondération choisi, la réduction est de -20 décibels.

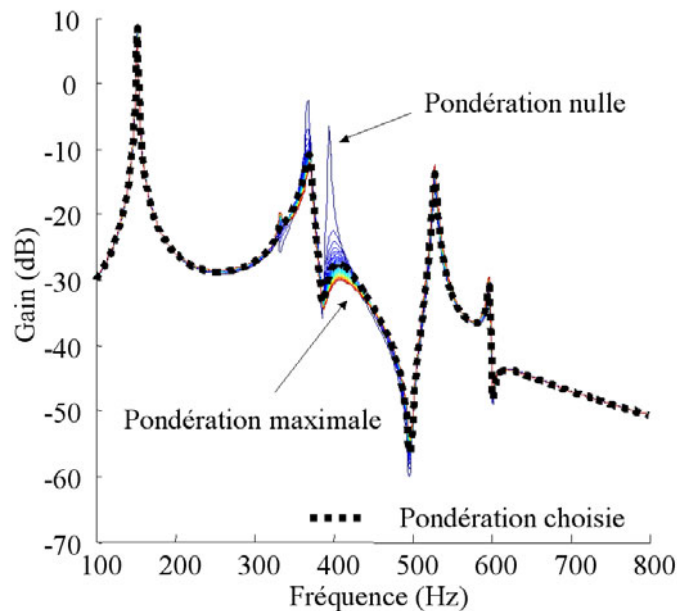


Figure 54 : Variation de la fonction de transfert traduisant les performances du contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations (facteur 1 à 6 sur la matrice Q) et pondération choisie (Cf. Tableau 19).

La Figure 55 présente la variation de la tension de commande du contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations. La tension de commande peut ainsi varier de 350 à 700V pour le mode 4. Pour le niveau de pondération choisi, la tension de commande est de 600V.

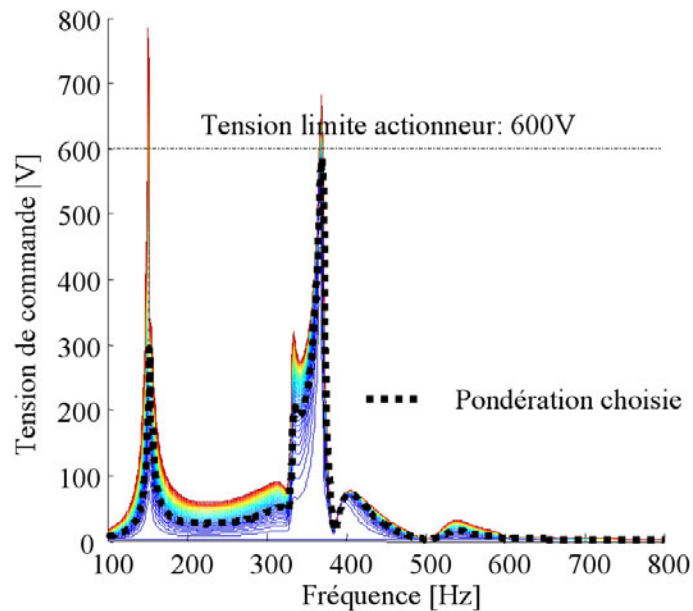


Figure 55 : Variation de la tension appliquée sur l'actionneur piézoélectrique contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations et pondération choisie (Cf. Tableau 19).

Le Tableau 19 et la Figure 56 présentent les gains de contrôle et d'observation du contrôle nominal choisi calculés à l'aide de Matlab plus particulièrement avec les fonctions LQR et LQE.

Tableau 19 : Pondérations Q, gain de contrôle K et d'observation L obtenus à l'aide de l'algorithme LQG.

Participations modales	Mode	Q	K	L capteur 1	L capteur 2
ω_q	1	1	0,68	-9,98	0,85
	2	1	0,00	2,29	21,72
	3	1	-269,63	16,16	15,17
	4	1	178,11	25,83	32,42
	5	1	-0,01	65,37	28,02
	6	1	0,01	-59,11	-28,64
$\dot{q}$	1	1000	-7,16	-0,52	-1,52
	2	1	0,01	4,25	7,86
	3	300000	317,87	0,93	3,52
	4	1000000	942,77	-9,73	-4,97
	5	1	-0,03	34,74	36,11
	6	1	0,04	-14,22	-18,34

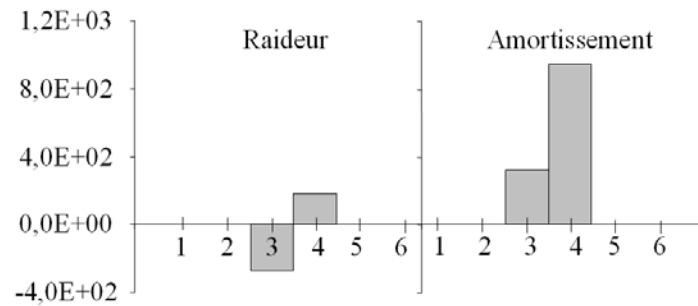


Figure 56 : Gains du contrôle modal nominal (K).

Il est important de souligner que l'application directe au système expérimental des gains de contrôle K et d'observation L obtenus numériquement dépend de la précision du modèle d'état expérimental utilisé vis à vis des caractéristiques réelles du système. Si le modèle d'état identifié comporte « trop » d'incertitude, les gains de contrôle et d'observation peuvent nécessiter un réglage manuel qui nuit à l'optimalité du contrôle.

3.4.7. Réponses simulées et expérimentales du contrôle modal nominal

Le modèle d'état de la structure (A,B,C) , utilisé pour le calcul des gains de contrôle et d'observation est obtenu à l'aide d'un algorithme d'identification dont l'application à la carte électronique est présenté dans la section 3.4.1. Les gains de contrôle et d'observation précédemment calculés (Cf. Tableau 19) sont directement appliqués au système expérimental sans aucun réglage supplémentaire. La Figure 54 présente la simulation numérique du contrôle. L'application du contrôle doit induire d'après les résultats de la simulation, une réduction de -8 et -17 décibels sur les modes 3 et 4. Les Figure 57 et Figure 59 présentent les fonctions de transfert expérimentales et simulées, pour une perturbation de type bruit blanc d'amplitude 1 et 5 g_{rms} , appliquée par la base et obtenues via l'algorithme PWelch.

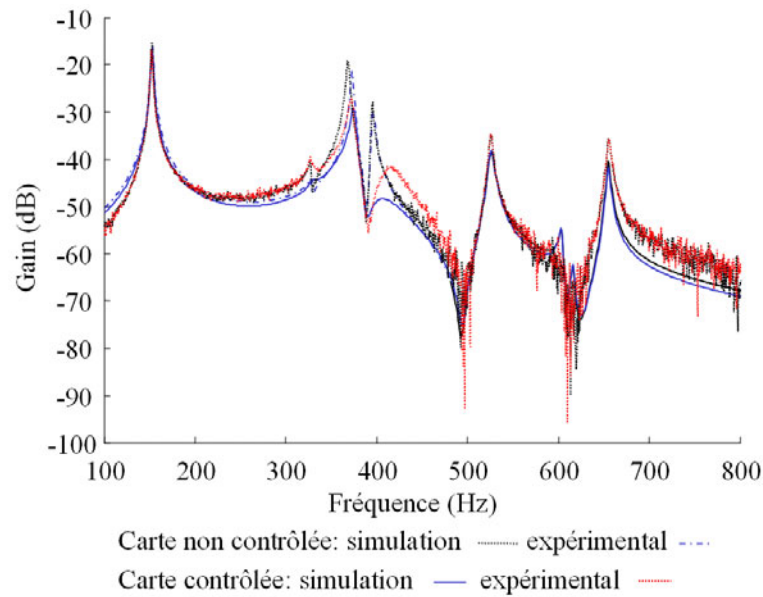


Figure 57 : Fonctions de transfert numérique et expérimentale du système en boucle ouverte et en boucle fermée pour une excitation de type bruit blanc à 1 g_{rms} .

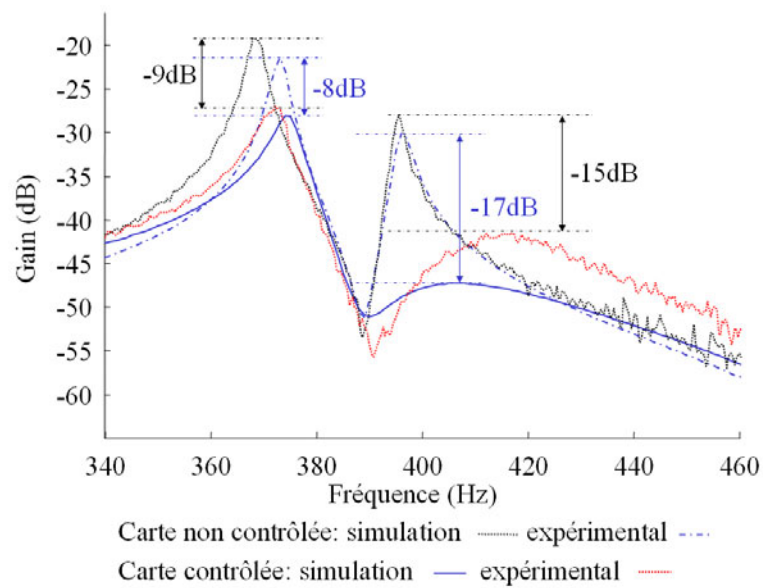


Figure 58 : Réduction du niveau de vibration numérique et expérimentale sur les 3^{ème} et 4^{ème} modes pour une excitation de type bruit blanc à 1 g_{rms} .

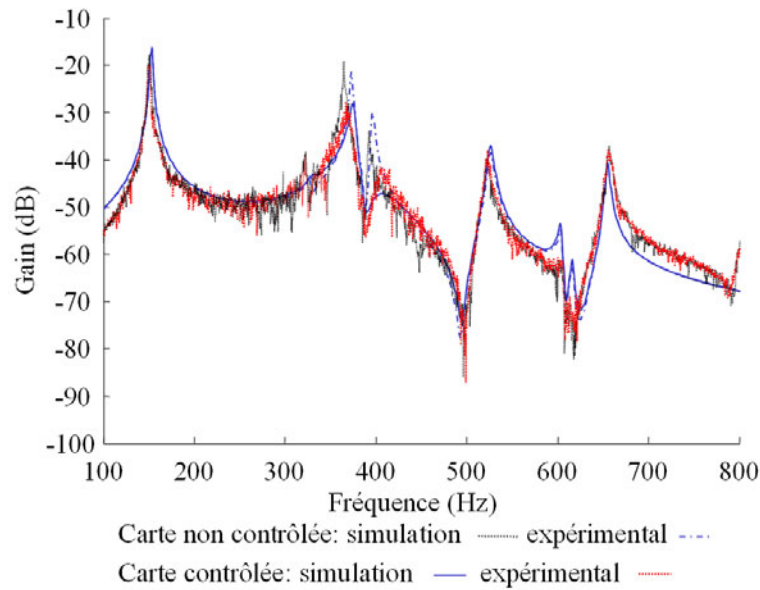


Figure 59 : Fonctions de transfert numérique et expérimentale du système en boucle ouverte et en boucle fermée pour une excitation de type bruit blanc à 5 g_{rms} .

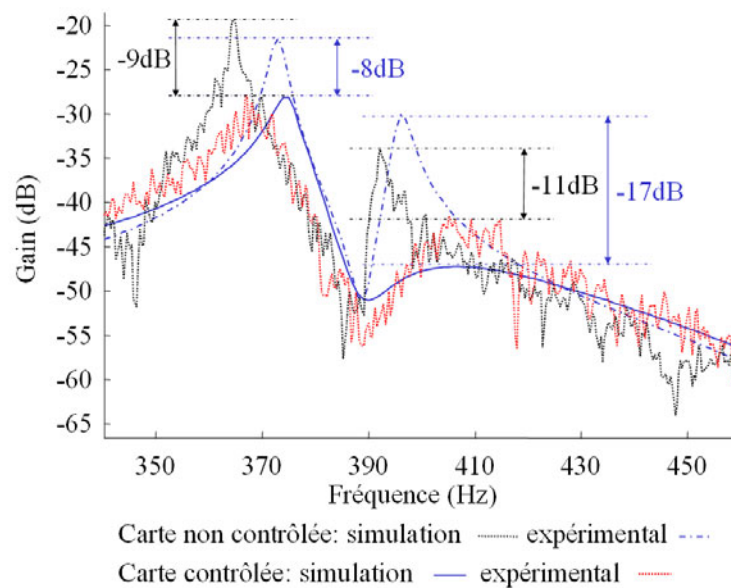


Figure 60 : Réduction du niveau de vibration numérique et expérimentale sur les 3^{ème} et 4^{ème} modes pour une excitation de type bruit blanc à 5 g_{rms} .

Pour une perturbation de 1 g_{rms} , le niveau des modes 3 et 4 est réduit de -9 et -15 décibels (Figure 58). Pour une perturbation de 5 g_{rms} , le niveau des modes 3 et 4 est réduit de -9 et -11 décibels (Figure 60). Les performances sont donc légèrement inférieures à 5 g_{rms} . Cette diminution des performances peut s'expliquer par le comportement de l'encastrement au niveau des colonnettes, à fort niveau d'excitation, qui induit une modification des formes modales qui se traduit par une erreur sur les paramètres modaux présents dans le modèle de l'observateur. Il y a globalement une bonne corrélation entre les prévisions numériques et les résultats expérimentaux, particulièrement au niveau de la tension de commande présentée sur la Figure 61. La très bonne corrélation entre

les prévisions numériques et les résultats expérimentaux s'explique par la précision du modèle d'état utilisé par l'observateur vis à vis des paramètres modaux réels de la structure.

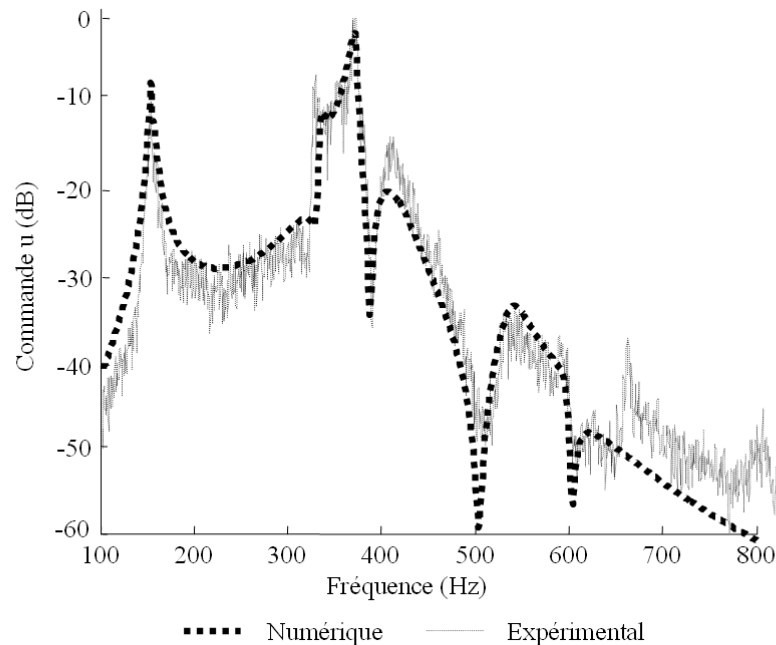


Figure 61 : Comparaison entre la tension de commande simulée et la tension réelle.

L'identification des fréquences propres et amortissement modaux du système contrôlé peut être effectuée via l'algorithme RFP précédemment utilisé pour l'identification des caractéristiques mécaniques du système non contrôlé. Les Figure 62 et Figure 63 présentent les fonctions de transfert estimée et mesurée entre les capteurs 1 et 2 et l'accéléromètre pour le système contrôlé excité par la base. Les fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux correspondants sont présentés dans le Tableau 20 pour les deux capteurs piézoélectriques. L'identification étant réalisée à l'aide des signaux issus de chacun des deux capteurs piézoélectriques positionnés à des emplacements différents, les valeurs des fréquences propres et des facteurs d'amortissement modaux diffèrent légèrement, la structure n'étant pas en réalité complètement linéaire.

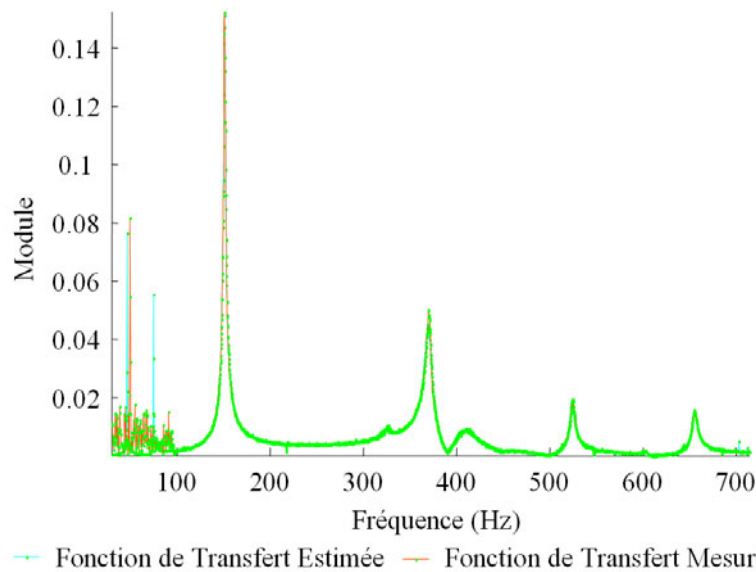


Figure 62 : Fonction de transfert estimée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 1 et l'accéléromètre pour le système contrôlé (excitation par la base).

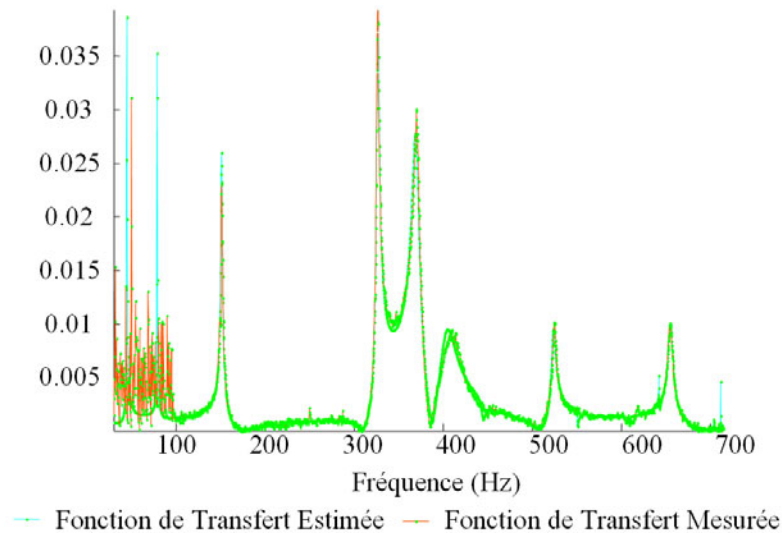


Figure 63 : Fonction de transfert estimée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 2 et l'accéléromètre pour le système contrôlé (excitation par la base).

Tableau 20 : Fréquences et facteurs d'amortissement modaux du système contrôlé, identifiés par l'algorithme RFP, à partir des deux capteurs piézoélectriques.

Modes	Fréquence 1 (Hz)	Facteur d'amortissement 1	Fréquence 2 (Hz)	Facteur d'amortissement 2
1	151,1	6,30E-03	152,0	2,19E-02
2	327,9	2,63E-02	326,6	4,54E-03
3	369,5	8,54E-03	367,5	9,77E-03
4	406,3	2,41E-02	394,3	2,30E-02
5	523,3	4,69E-03	524,6	4,80E-03
6	-	-	-	-

L'application du contrôle sur la carte électronique permet de multiplier le facteur d'amortissement modal par un facteur 2 et 6 pour les 3^{ème} et 4^{ème} modes, les plus endommageants. Le contrôle conduit de façon plus générale à amortir l'ensemble des pôles du système comme illustré sur la Figure 64.

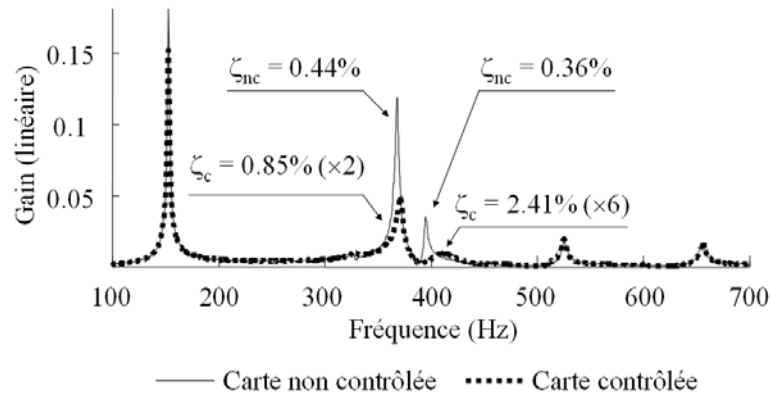


Figure 64 : Fonction de transfert linéaire, entre l'accéléromètre de référence et le capteur piézoélectrique 1, pour le système non contrôlé et contrôlé.

L'efficacité du contrôleur est donc démontrée ici en terme d'amortissement du système. Il reste néanmoins à montrer son efficacité en termes de réduction du dommage et d'augmentation de la durée de vie opérationnelle de la carte électronique MBDA. Cette dernière démonstration fait l'objet de la section 3.5.

3.5. Réduction du dommage

Démontrée en terme d'amortissement, l'efficacité du contrôle proposé est ici analysée en termes de réduction du dommage et d'augmentation de la durée de vie opérationnelle de la carte électronique. Pour cela, une nouvelle modélisation CirVibe est réalisée, incluant les composants piézoélectriques sous la forme de zones homogénéisées (Cf. section 3.3.3) et l'amortissement induit par le contrôle précédent à l'aide d'accéléromètres virtuels (Cf. section 3.2).

3.5.1. Réduction du dommage numérique

Les Tableau 21 et Tableau 22 présentent le dommage numérique calculé sur la carte avec patches piézoélectriques contrôlée et la variation relative du dommage induite par le contrôle. Le contrôle conduit à une forte diminution du dommage proche de 90% sur les modes 3 et 4. Cette observation issue de calculs numériques reste à démontrer expérimentalement.

Tableau 21 : Dommages numériques des composants électroniques pour la carte avec patches piézoélectriques contrôlée.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6	Total calculé
C1	1,97E-06	5,39E-05	7,77E-05	4,72E-06	1,99E-05	3,26E-06	1,61E-04
C2	5,30E-03	3,56E-04	1,73E-04	6,91E-05	1,40E-04	2,00E-03	8,03E-03
C3	6,65E-04	4,82E-04	2,16E-03	1,13E-02	1,86E-04	5,84E-06	1,48E-02

Tableau 22 : Variation relative du dommage numérique entre la carte avec patches piézoélectriques non contrôlée et contrôlée.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
C1			-94%	-97%		
C2			-87%	-91%		
C3			-86%	-91%		

3.5.2. Réduction du dommage normalisé

Le Tableau 23 et la Figure 65 présentent le dommage normalisé calculé pour la carte électronique contrôlée. Les modes 4, 1 et 3 sont ainsi hiérarchiquement les modes les plus endommageants avec une contribution moyenne de 27, 24 et 22%. Le dommage est mieux réparti sur l'ensemble des modes contrairement à sa répartition initiale présentée dans le Tableau 7. La contribution du mode 4 est réduite à 27%.

Tableau 23 : Dommages normalisés des composants électroniques sur la carte contrôlée avec patches piézoélectriques et dommages moyennés.

Composant	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	Mode 5	Mode 6
C1	1,22%	33,38%	48,14%	2,92%	12,31%	2,02%
C2	65,93%	4,43%	2,15%	0,86%	1,74%	24,88%
C3	4,51%	3,27%	14,63%	76,30%	1,26%	0,04%
Moyenne	23,89%	13,69%	21,64%	26,69%	5,11%	8,98%

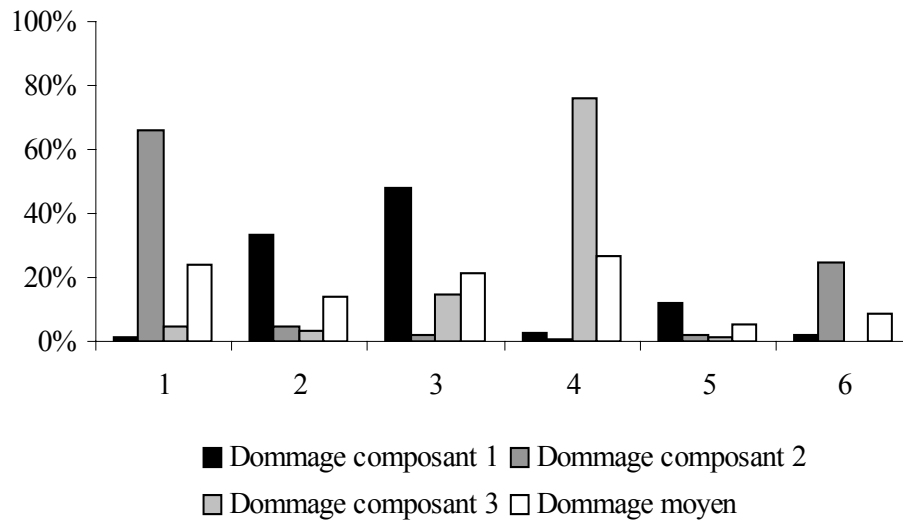


Figure 65 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné sur la carte électronique avec patches piézoélectriques contrôlée.

3.5.3. Augmentation de la durée de vie des composants électroniques

Le dernier élément validant finalement toute la stratégie proposée est l'augmentation de la durée de vie des composants électroniques et donc celle de la carte. Le Tableau 24 présente les durées de vie des trois composants électroniques pour la carte contrôlée avec patches piézoélectriques. La durée de vie du composant 3, et donc celle de la carte, sont fortement augmentées.

Tableau 24 : Durée de vie des composants électroniques pour la carte avec patches piézoélectriques contrôlée.

Composant	Total CirVibe	Durée de vie (h)
C1	1,95E-03	1,54E+03
C2	1,35E-02	2,22E+02
C3	1,90E-02	1,58E+02

Les durées de vie des composants 1, 2 et 3 sont augmentées d'un facteur 5, 2 et 128 respectivement. Les durées de vie des trois composants pour la carte initiale et pour la carte contrôlée sont présentées dans la Figure 66. La durée de vie du composant 3 étant la plus faible, elle détermine celle de la carte électronique qui est ainsi également augmentée d'un facteur 128.

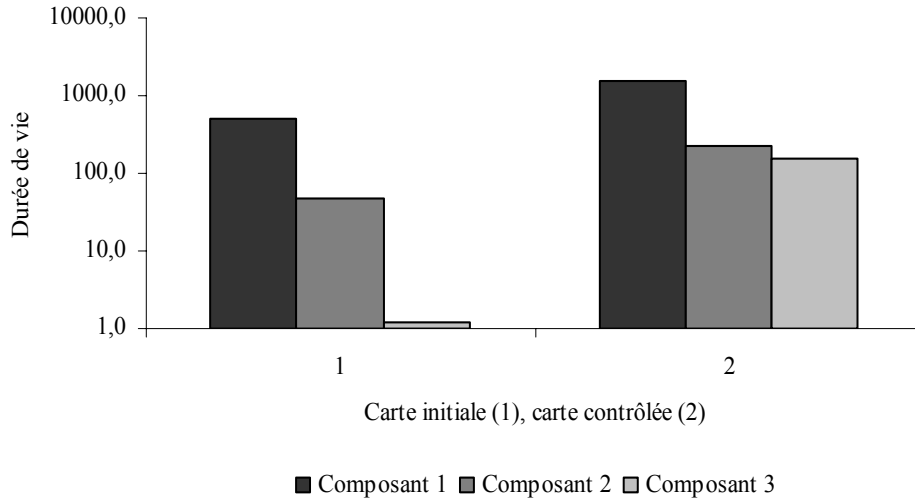


Figure 66 : Durées de vie des composants électroniques pour la carte initiale et pour la carte contrôlée.

3.6. Robustesse : étude numérique de l'influence de la variation des paramètres modaux sur les performances du contrôleur

La robustesse du contrôleur nominal mis au point précédemment est testée dans cette section en simulation à partir de la variation des différents paramètres modaux. L'étude numérique de l'influence de la variation des différents paramètres modaux de la structure peut s'effectuer en introduisant des variations relatives sur les paramètres mécaniques et électromécaniques présents dans le modèle (A, B, C, G) de la structure, comme présenté sur la Figure 67, dans le cas du contrôle nominal précédent non réactualisé.

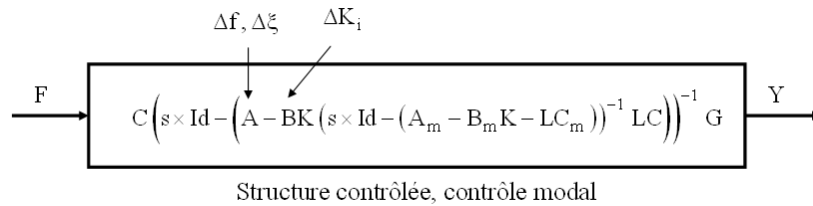


Figure 67 : Introduction de la variation des paramètres modaux dans le modèle de la structure.

Le modèle (A_m, B_m, C_m) de l'observateur ainsi que les gains de contrôle K et d'observation L restent identiques. Sans aucune variation et en supposant un modèle parfait, le modèle (A, B, C) modélisant la structure intelligente (Figure 68 et Figure 69), est supposé égal au modèle (A_m, B_m, C_m) utilisé par l'observateur de Luenberger pour estimer l'état modal de la structure :

$$(A, B, C) = (A_m, B_m, C_m). \quad (3.19)$$

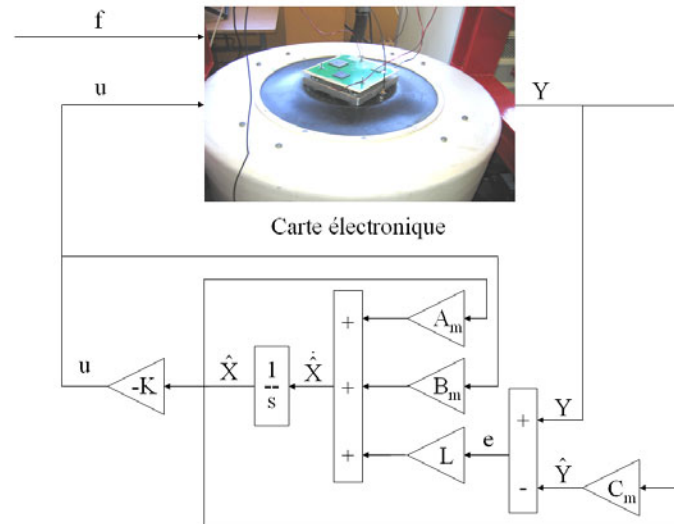


Figure 68 : Carte électronique et boucle de contrôle avec les notations usuelles.

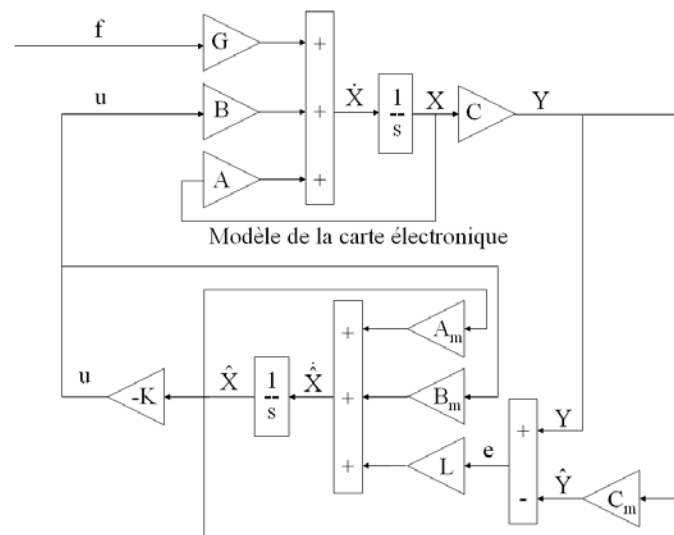


Figure 69 : Modèle de la carte électronique (A, B, C, G) et boucle de contrôle avec les notations usuelles.

L'objectif de l'étude de cette section est de déterminer les paramètres à réactualiser dans le modèle (A_m, B_m, C_m) en cas de variation de la structure et donc de ses caractéristiques mécaniques et électromécaniques dans le modèle (A, B, C).

Les paragraphes suivants se focalisent ainsi sur l'influence d'une variation fréquentielle, d'une variation des facteurs d'amortissement modaux et des coefficients de couplage électromécaniques sur les performances et la stabilité du contrôleur. Les observations et les conclusions données dépendent fortement de la structure et de sa configuration modale : formes et participations modales. Elles ne peuvent donc être généralisée à d'autres structures.

3.6.1. Influence d'une variation fréquentielle sur les performances du contrôleur

La Figure 70 présente les fonctions de transfert du système contrôlé dans le cas d'une augmentation des fréquences du modèle représentant la carte, de 0 à +20%. Une pré étude MBDA a en effet démontré que les variations de l'environnement et la dispersion sur les propriétés des cartes électroniques se traduit par une variation de l'ordre de 10 à 20% sur les fréquences propres de la structure. L'observateur étant alors établi avec le modèle nominal de la structure, ses fréquences sont alors sous évaluées. La sous évaluation des fréquences du modèle d'état de l'observateur par rapport à celle du modèle d'état représentatif la structure induit une perte de performance de 8 décibels sur le mode 4 fortement pondéré et un phénomène de pollution modale sur les modes 5 (10 décibels) et 6 faiblement pondérés.

Le terme de pollution modale désigne ici l'amplification de modes pris en compte dans le modèle de l'observateur, directement en lien avec l'erreur de celui ci sur les propriétés réelles de la structure. Il est important de dissocier cette amplification observée du phénomène de spillover qui désigne la déstabilisation du système par l'amplification des modes résiduels, non modélisés et non inclus dans l'observateur. Cette modification de structure induit également une légère diminution des fréquences du système contrôlé.

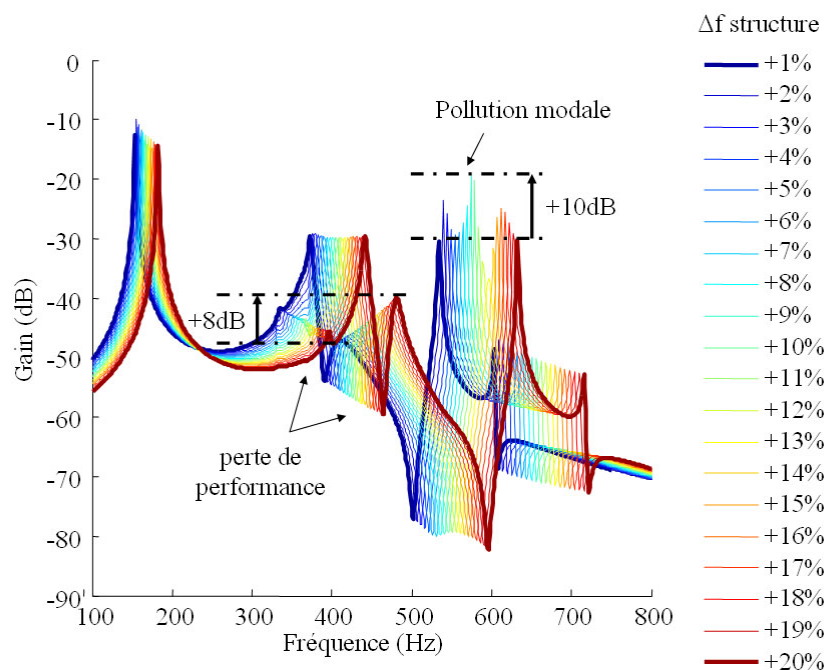


Figure 70 : Influence d'une augmentation des fréquences de la structure sur la fonction de transfert du système contrôlé, traduisant les performances du contrôleur.

La Figure 71 présente les fonctions de transfert du système contrôlé dans le cas d'une diminution des fréquences de la carte de 0 à -20%. La sur-évaluation des fréquences du modèle d'état de

l'observateur par rapport à celle du modèle d'état représentatif de la structure induit une perte de performance sur le mode 3 (9 décibels), une augmentation des performances sur le mode 4 (-9 décibels) et un phénomène de pollution modale sur les modes 5 (20 décibels) et 6. Cette modification induit également une diminution des fréquences du système contrôlé. Une telle modification des caractéristiques du système contrôlé en terme de performance n'est pas acceptable.

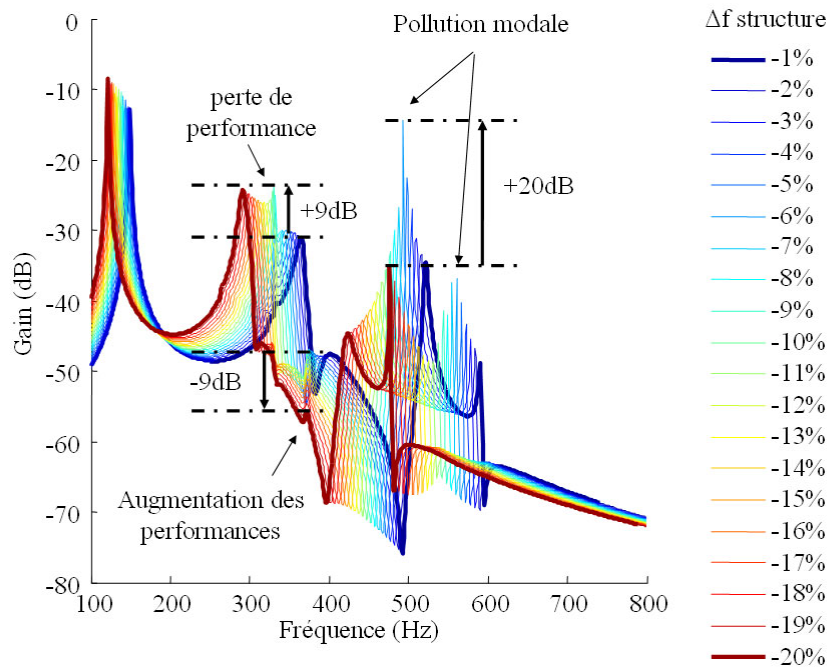


Figure 71 : Influence d'une diminution des fréquences de la structure sur les performances du contrôleur.

Une variation des fréquences propres de la structure contrôlée à l'aide du contrôleur nominal, se traduit donc par une modification des performances du contrôleur, positive ou négative suivant le signe de la variation fréquentielle et par l'amplification des modes contrôlés faiblement pondérés. Le modèle d'état de l'observateur étant trop éloigné de la structure réelle, le contrôle n'est plus optimal. Une variation des fréquences propres met donc clairement en défaut le contrôle modal, qui, de par son action ciblée sur les fréquences des modes à contrôler, est particulièrement sensible aux variations des fréquences propres du système.

3.6.2. Influence d'une variation de l'amortissement sur les performances du contrôleur

La Figure 72 présente les fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec et sans amortissement dans la matrice A_m du modèle d'état de l'observateur de Luenberger. Les performances du contrôleur sont très peu sensibles à la prise en compte ou non de l'amortissement (variation inférieure à 1 décibel sur la Figure 72). Cette observation peut être généralisée au cas des structures faiblement amorties.

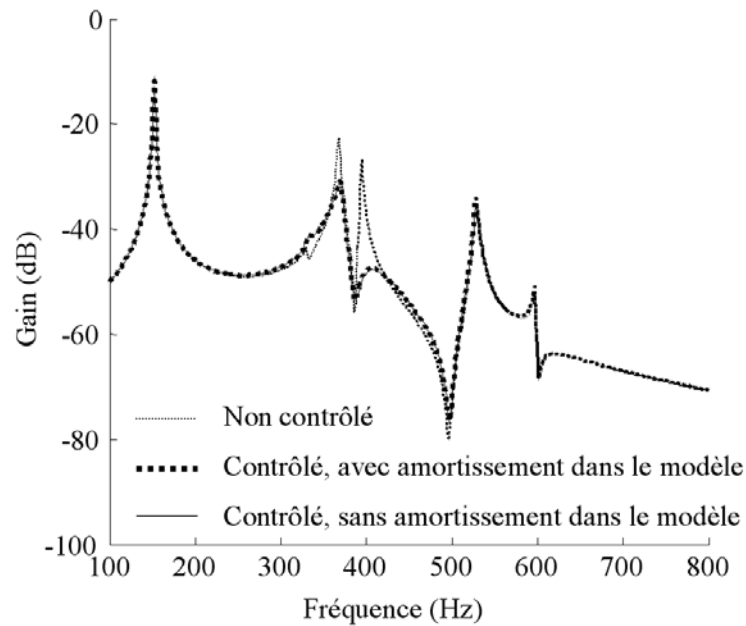


Figure 72 : Influence d'une diminution de l'amortissement de la structure sur les performances du contrôle.

3.6.3. Influence d'une variation du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur

La Figure 73 présente les fonctions de transfert du système contrôlé dans le cas d'une diminution du coefficient de couplage électromécanique généralisé de 0 à -100%. La diminution du coefficient de couplage électromécanique entraîne une perte de performance proportionnelle. Les performances du contrôleur tendent vers zéro (respectivement +8 et +17 décibels pour les modes 3 et 4) lorsque le coefficient de couplage tend vers 0.

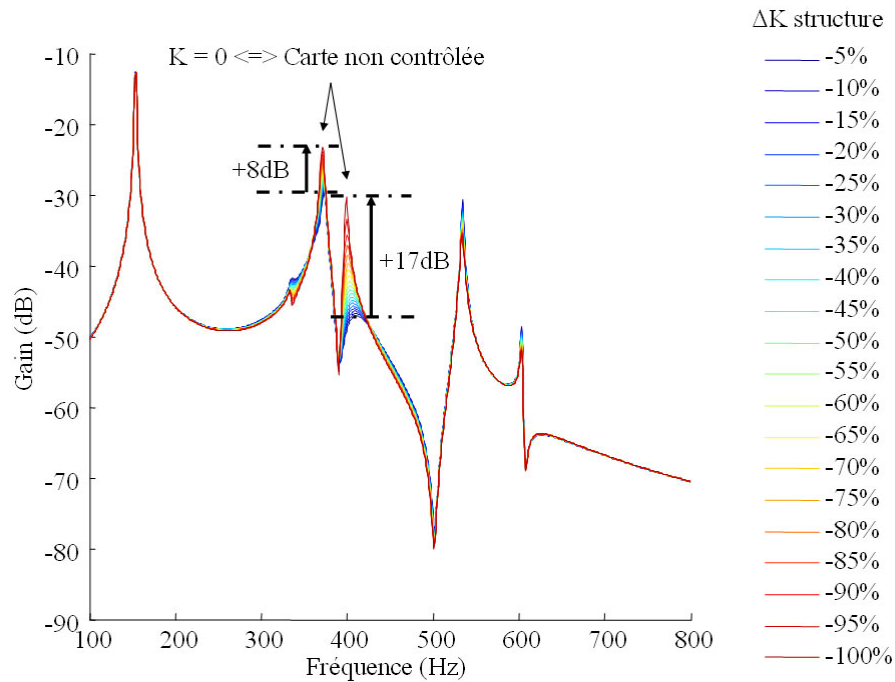


Figure 73 : Influence d'une diminution du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur.

La Figure 74 présente les fonctions de transfert du système contrôlé dans le cas d'une augmentation du coefficient de couplage électromécanique généralisé de 0 à +100%. L'augmentation du coefficient de couplage entraîne une légère hausse des performances (3 décibels sur le mode 3 et 5 décibels sur le mode 4).

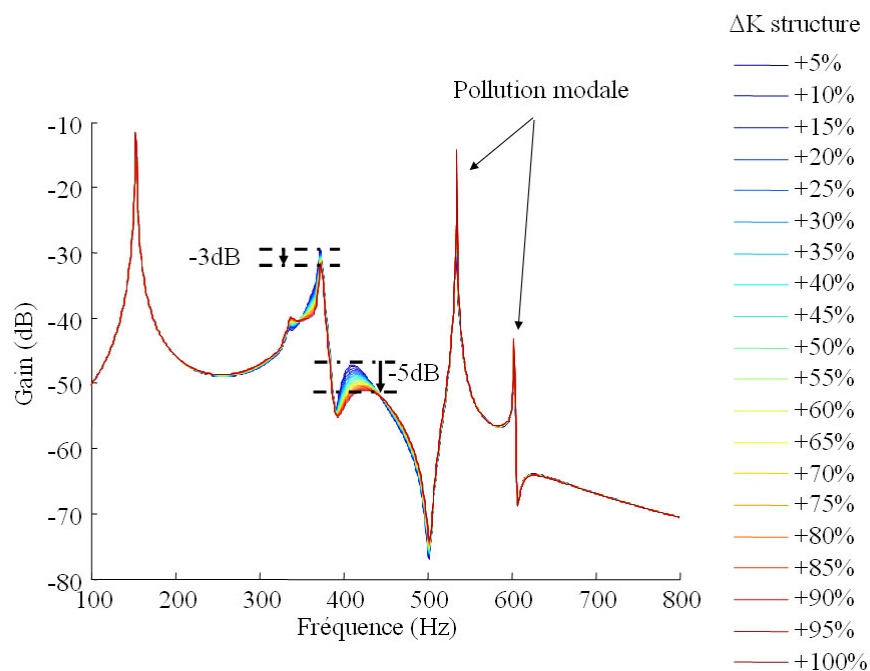


Figure 74 : Influence d'une augmentation du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur.

Une variation des coefficients de couplage électromécanique modal se traduit donc globalement par une modification des performances du contrôleur. Ce paramètre intervenant directement dans la matrice d'entrée B du système d'état et étant utilisé pour le calcul des gains de contrôle, il détermine en effet les performances du contrôleur. Il est donc nécessaire de le réactualiser dans le cas d'une variation de structure. Son identification dans le cadre d'une procédure semi adaptative demeure néanmoins délicate.

3.7. Conclusion et discussion

L'augmentation de la durée de vie opérationnelle de la carte électronique MBDA prédite numériquement à l'aide du logiciel CirVibe dans la section 3.5 permet de valider l'ensemble de la stratégie du contrôle modal proposé, depuis le positionnement des composants piézoélectriques de contrôle jusqu'au choix des gains de contrôle appliqués expérimentalement [96][97]. Il resterait néanmoins à valider cette durée de vie par des expérimentations en fatigue menées sur les cartes électroniques contrôlées soumises à des excitations de type longue durée. Il se poserait alors la question de la tenue en fatigue des patches piézoélectriques et de la variation de leurs propriétés mécaniques et électromécaniques dans le temps. Quel serait le comportement du coefficient de couplage électromécanique d'un patch soumis à une forte excitation pendant une longue durée ?

Cependant, si ce type contrôle est particulièrement efficace dans un environnement standard et sans variations de structure ou de conditions limites, il atteint vite ses limites dans un contexte industriel où les caractéristiques mécaniques et les conditions aux limites peuvent varier d'une carte à une autre, sans parler de l'environnement fonctionnel.

L'expérimentation sur la carte montre que le comportement de la structure excitée par la base varie en fonction du niveau de l'excitation appliquée et également en fonction du couple de serrage appliqué sur les trois colonnettes. Les fonctions de transfert du système, entre l'accéléromètre de référence et l'un des capteurs piézoélectrique, avec un couple de serrage de 1Nm, excité par la base, pour trois niveaux d'excitation sont présentées sur la Figure 75. La variation du niveau d'excitation se traduit par une modification du niveau de la fonction de transfert aux résonances. Elle est induite par des modifications de structure, provoquées par la variation des conditions aux limites, qui se répercutent sur les performances du contrôleur, calculé pour un comportement nominal, qui n'est plus dans des conditions optimales vu les différences qui apparaissent entre la réponse du modèle et celle de la structure réelle. La carte n'a donc pas réellement un comportement linéaire.

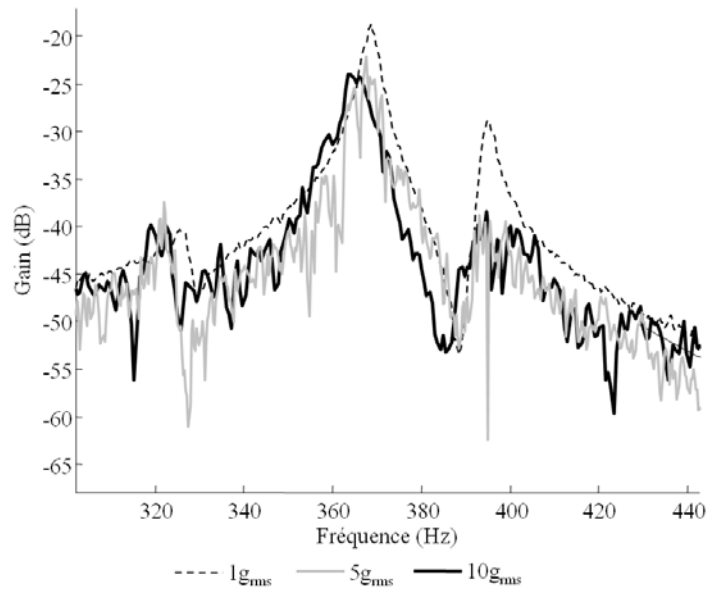


Figure 75 : Fonction de transfert expérimentale du système excité par la base pour les niveaux d'excitation 1,5 et 10 g_{rms} , à un couple de serrage de 1 Nm, zoom sur les 3^{ième} et 4^{ième} modes.

Les fonctions de transfert du système dont le couple de serrage est de 5Nm lorsqu'il est excité par la base à trois niveaux d'excitation sont présentées dans la Figure 76. L'augmentation du couple de serrage permet de limiter l'influence du niveau d'excitation sur le comportement dynamique du système. La réponse du système demeure néanmoins fortement bruitée et induira de ce fait une modification du comportement du contrôleur.

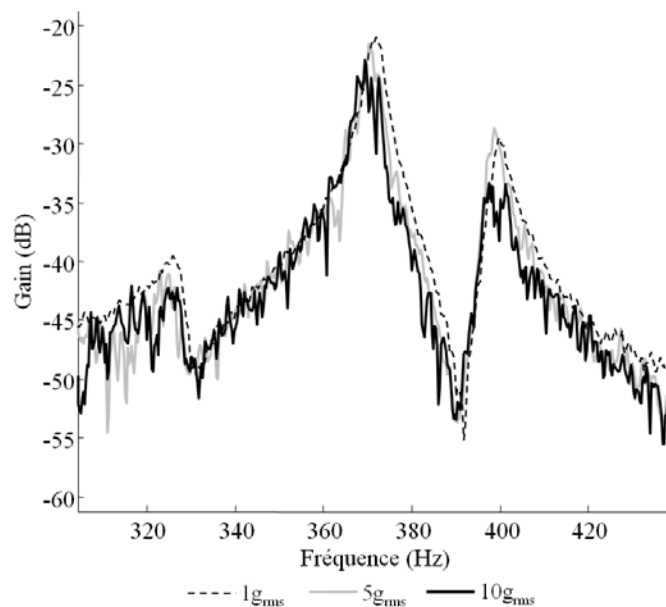


Figure 76 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par la base pour les niveaux d'excitation 1,5 et 10 g_{rms} , à un couple de serrage de 5 Nm, zoom sur les 3^{ième} et 4^{ième} modes.

Le comportement de la structure lorsqu'elle est excitée par l'actionneur piézoélectrique semble également varier suivant la tension d'alimentation appliquée sur l'actionneur. La Figure 77

présente ainsi la fonction de transfert du système non contrôlé (zoom sur le 4^{ième} mode) excité par l'actionneur piézoélectrique pour quatre tensions d'alimentation : 60, 300, 600 et 800V. L'excitation est de type bruit blanc large bande. Une différence de 740V induit une variation de 27% sur le niveau du 4^{ième} mode et une variation fréquentielle de l'ordre de 1%. La modification d'amplitude peut se traduire par une incertitude sur le coefficient de couplage et donc influencer le comportement du contrôleur au travers de la quantification de la matrice de commande B.

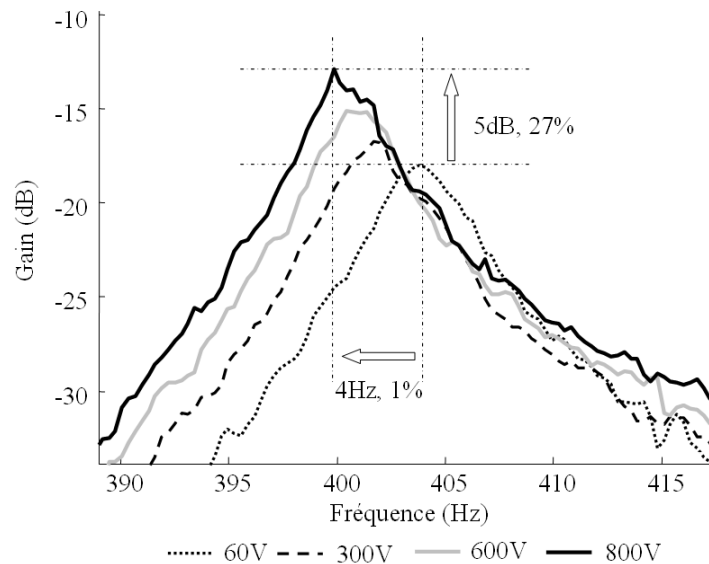


Figure 77 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par l'actionneur piézoélectrique pour quatre tensions d'alimentation différentes, 60, 300, 600 et 800V, zoom sur le 4^{ième} mode.

Les limites du contrôle modal appliqué à des structures réelles ou industrielles et utilisant un modèle sont illustrées par la Figure 78, qui montre les fonctions de transfert expérimentales du système non contrôlé, excité par la base pour différentes conditions aux limites. La fonction de transfert calculée à partir du modèle numérique peut en effet fortement différer de la réponse réelle de la structure lorsque l'environnement (température) ou les conditions aux limites (couple de serrage) varient.

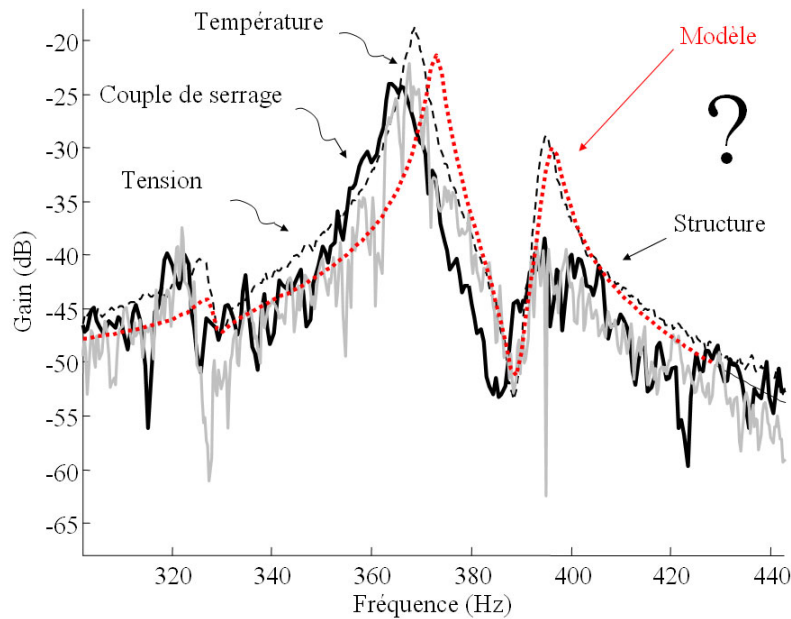


Figure 78 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par la base pour différentes conditions aux limites.

Dans le cas d'une variation de structure, les paramètres modaux de la structure peuvent varier. La variation des fréquences propres et celle des coefficients de couplage électromécanique se répercutent sur les performances du contrôleur. Comment contrôler alors une structure à comportement évolutif à l'aide d'un contrôle linéaire modal? En d'autres termes, comment peut on appliquer un contrôle reposant sur un modèle linéaire à une structure industrielle dans son environnement de travail induisant une variation de ses caractéristiques et / ou de ses conditions aux limites?

La méthode présentée dans la section 4 consiste à utiliser des méthodes d'identification pour réactualiser le modèle d'état de l'observateur à chaque modification de la structure, plus particulièrement les fréquences propres, l'identification et la réactualisation des coefficients de couplage électromécaniques généralisés étant trop délicate à intégrer dans une boucle de type adaptative. Ce contrôle est ici appelé « semi-adaptatif ».

4. CONTROLE SEMI-ADAPTATIF

4.1. Principe général

L'élaboration du contrôle semi-adaptatif répond à l'un des objectifs de l'étude, à savoir le développement d'un contrôle modal robuste sur une plage de variation fréquentielle de $\pm 15\%$. Le contrôle modal, fondé sur un modèle, est naturellement non robuste. Pour palier le manque de robustesse du contrôle modal, particulièrement en terme de performance, un contrôle de type semi-adaptatif est présenté ici, pour permettre la réadaptation du contrôle modal à l'aide de l'introduction d'un algorithme d'identification.

Le principe général du contrôle semi-adaptatif proposé est présenté sur la Figure 79.

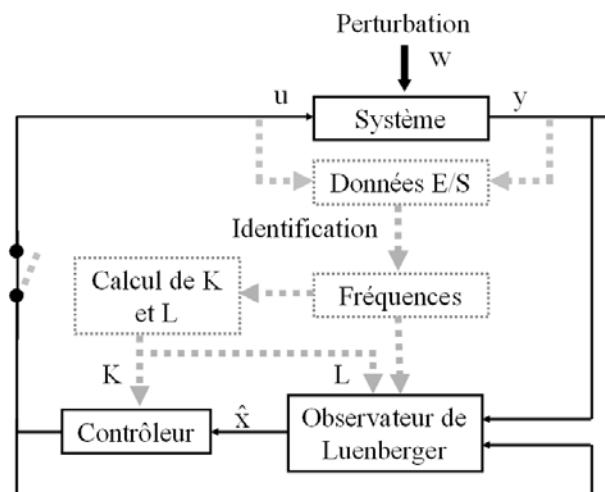


Figure 79 : Principe du contrôle semi-adaptatif en temps différé.

Le contrôle étant neutralisé lors de la phase de non sollicitation extérieure de la carte, les données entrée / sortie du système sont recueillies par l'intermédiaire de l'actionneur piézoélectrique et des capteurs piézoélectriques. L'utilisation d'un algorithme d'identification permet alors d'extraire les paramètres mécaniques du système, particulièrement les fréquences propres qui sont alors réactualisées dans la matrice d'état A du système. Cette matrice A rafraîchie est ensuite utilisée pour réactualiser d'une part le modèle d'état de l'observateur de Luenberger et d'autre part pour mettre à jour les gains de contrôle et d'observation après un nouveau calcul optimal. Dans les calculs, les formes modales sont considérées, par hypothèse, invariantes entre les différentes

configurations réactualisées. La température, le serrage au niveau des points de fixation sont quant à eux supposés varier dans des proportions « raisonnables ».

La méthode d'identification basée sur le formalisme des sous espaces est utilisée et programmée à l'aide de l'algorithme N4SID présenté dans la section 2.4.2. Dans le cas où seules les fréquences propres sont recherchées, l'algorithme N4SID permet en effet une identification avec une fenêtre temporelle plus petite que celle nécessaire à l'algorithme RFP, comme illustré sur la Figure 80, pour un temps de calcul équivalent.

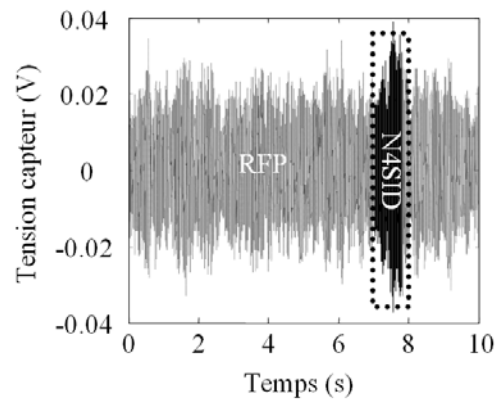


Figure 80 : Fenêtre temporelle nécessaire à l'identification.

4.2. Simulation numérique du contrôle semi-adaptatif dans le cas d'une variation de température

Les variations de température peuvent induire une variation des fréquences propres dans le cas des cartes électroniques [15]. La fonction de transfert du système incluant cette variation fréquentielle est présentée Figure 81. Les performances du contrôleur avec et sans réactualisation des fréquences présentes dans le modèle d'état de l'observateur sont présentées Figure 82.

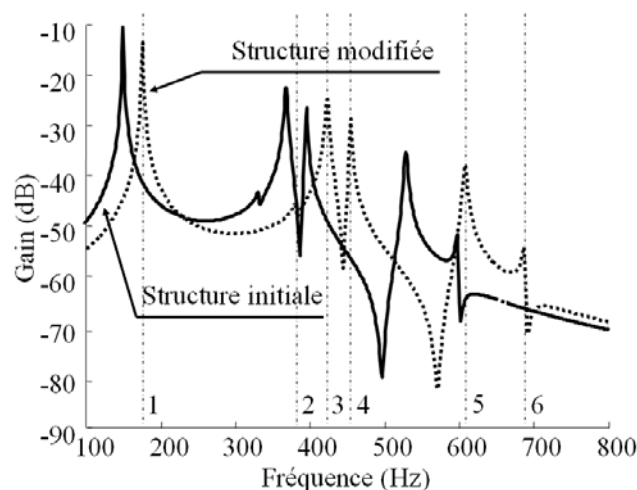


Figure 81 : Fonction de transfert initiale et dans le cas d'une variation fréquentielle.

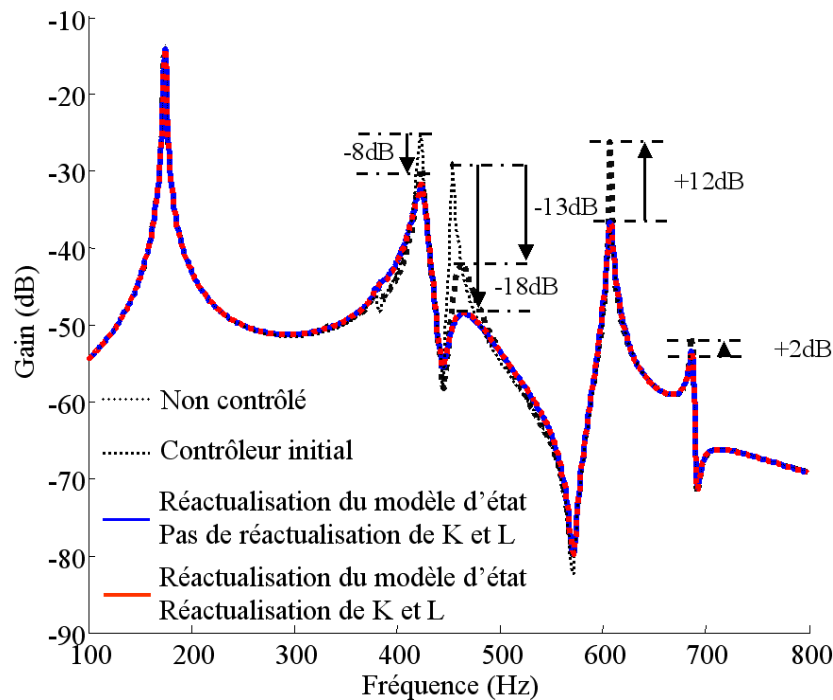


Figure 82 : Fonction de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec le contrôleur nominal et réactualisé (réactualisation complète : modèle d'état et gains K et L).

Il est important de distinguer les deux étapes de la réactualisation du contrôleur : la réactualisation des matrices d'état dans le modèle de l'observateur (A_m, B_m, C_m), et le calcul des gains de contrôle et d'observation K et L à partir des matrices A_m, B_m et C_m . La réactualisation des gains K et L n'améliore pas les performances par rapport à celle du modèle d'état. Il n'est donc pas nécessaire de recalculer les gains modaux dans le cas d'une variation de structure, le plus important est en revanche la précision du modèle d'état de l'observateur.

Le contrôleur nominal des 8 premiers modes permet une réduction de -8 et -13 décibels sur les modes endommageants fortement pondérés (modes 3 et 4). L'erreur de comportement entre la structure et le modèle d'état utilisé par le contrôleur nominal génère une pollution modale induite par le contrôle de 12 et 2 décibels sur les modes faiblement pondérés (modes 5 et 6). Ce phénomène se traduit par des pics de tension apparaissant sur la commande présentée Figure 83 démontrant une inefficacité et des pertes énergétiques importantes comme illustrés sur la Figure 81. Le contrôleur réactualisé permet une réduction de -8 et -18 décibels sur les modes endommageants (Cf. Figure 82). De plus, il n'y a plus d'excitation parasite des modes faiblement pondérés.

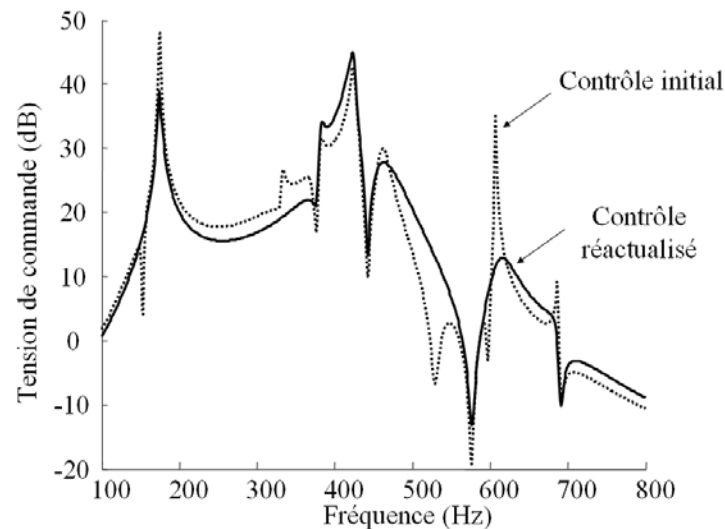


Figure 83 : Commande avec le contrôleur nominal et réactualisé.

Une variation de température induisant une variation fréquentielle se répercute donc directement sur le comportement de la structure contrôlée à l'aide du contrôleur nominal. L'application du contrôle semi-adaptatif proposé permet de rétablir les performances et de supprimer les pollutions modales. La réactualisation du contrôleur permet ainsi de rétablir l'optimalité du contrôle.

4.3. Etude expérimentale

4.3.1. Influence d'une variation du couple de serrage sur les propriétés mécaniques : identification des caractéristiques mécaniques

L'application expérimentale de la méthode proposée est réalisée pour une variation des conditions aux limites mécaniques du système, c'est à dire une variation du couple de serrage au niveau des trois colonnettes de 1 à 5Nm (flèches rouges sur la Figure 84) comme présenté sur la Figure 84.

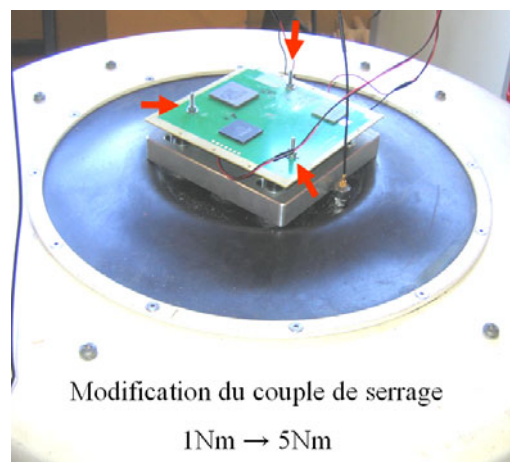


Figure 84 : Modification du couple de serrage sur les trois colonnettes de 1 à 5Nm.

Les fonctions de transfert identifiées pour les deux couples de serrage entre l'accéléromètre de référence et l'un des capteurs piézoélectriques sont présentées sur la Figure 85 et les fréquences propres et facteur d'amortissement modaux correspondants dans le Tableau 25.

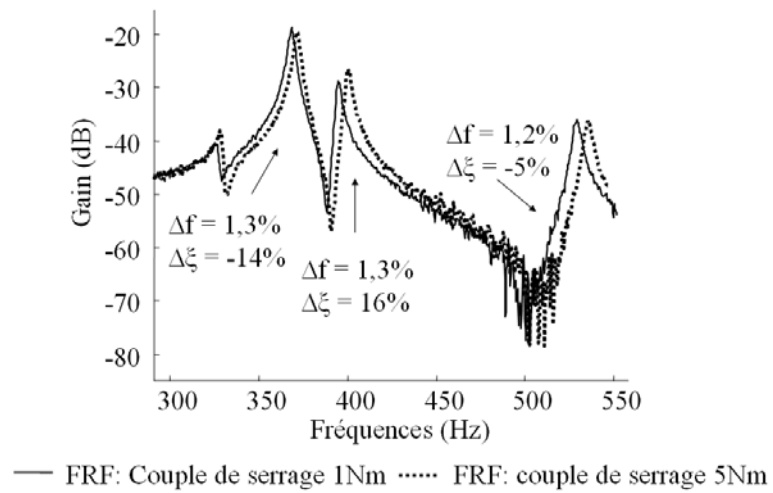


Figure 85 : Influence de la variation du couple de serrage sur la FRF du système.

Tableau 25 : Paramètres modaux identifiés à l'aide des algorithmes N4SID et RFP.

	f 1Nm	f 5Nm	Variation	ξ 1Nm	ξ 5Nm	Variation
N4SID	152,11	154,77	1,72%	0,79%	0,24%	-227,54%
	324,94	329,26	1,31%	0,43%	0,45%	5,89%
	367,64	371,00	0,91%	0,42%	0,42%	0,14%
	393,95	399,37	1,36%	0,42%	0,44%	4,97%
	528,08	534,29	1,16%	0,50%	0,33%	-52,35%
	602,01	602,16	0,03%	0,28%	0,27%	-2,97%
	f 1Nm	f 5Nm	Variation	ξ 1Nm	ξ 5Nm	Variation
RFP	152,06	154,67	1,69%	0,44%	0,41%	-7,42%
	330,97	329,38	-0,48%	0,48%	0,44%	-9,18%
	367,61	370,84	0,87%	0,50%	0,44%	-12,67%
	394,68	399,71	1,26%	0,29%	0,35%	15,87%
	527,99	534,29	1,18%	0,42%	0,40%	-4,79%
	597,33	601,20	0,64%	0,26%	0,25%	-3,94%

4.3.2. Simulation numérique basée sur le modèle expérimental du contrôle semi-adaptatif pour une variation du couple de serrage

Dans un premier temps, la variation du couple de serrage est étudiée numériquement à partir du modèle d'état expérimental de la structure intelligente, en supposant une variation négligeable des formes modales, donc des coefficients de couplage électromécanique modaux et de la matrice G . Deux modèles d'état de la structure sont donc réalisés : le premier contient les fréquences propres, facteurs d'amortissement modaux et coefficients de couplage électromécaniques identifiés pour un couple de serrage de 1Nm (A_1, B_1, C_1, G_1) et le second les fréquences propres et facteurs d'amortissement modaux identifiés à 5Nm en supposant le coefficient de couplage électromécanique inchangé (A_5, B_1, C_1, G_1). La fonction de transfert du système en boucle ouverte peut alors s'écrire avec (2.102)

$$H_{BO_1}(s) = C_1 (s \times Id - A_1)^{-1} G_1, \quad (4.1)$$

pour le système avec un couple de serrage de 1Nm et

$$H_{BO_5}(s) = C_1 (s \times Id - A_5)^{-1} G_1, \quad (4.2)$$

pour le système avec un couple de serrage de 5Nm. La fonction de transfert du système avec un couple de serrage de 5Nm en boucle fermée sans réactualisation du contrôleur peut alors s'écrire

$$H_{BF_5}(s) = C_1 \left(s \times Id - \left(A_5 - B_1 K_1 (s \times Id - (A_1 - B_1 K_1 - L_1 C_1))^{-1} L_1 C_1 \right) \right)^{-1} G_1, \quad (4.3)$$

où K_1 et L_1 sont les gains de contrôle et d'observation calculés à partir des matrices A_1 et C_1 . La fonction de transfert du système avec un couple de serrage de 5Nm en boucle fermée avec réactualisation du contrôleur peut également s'écrire

$$H_{BF_5}(s) = C_1 \left(s \times Id - \left(A_5 - B_1 K_5 \left(s \times Id - (A_5 - B_1 K_5 - L_5 C_1) \right)^{-1} L_5 C_1 \right) \right)^{-1} G_1, \quad (4.4)$$

où K_5 et L_5 sont les gains de contrôle et d'observation calculés avec les matrices A_5 et C_1 . Les fonctions de transfert correspondantes sont présentées dans la Figure 86 (a) pour les modes fortement pondérés et dans la Figure 86 (b) pour les modes 5 et 6 faiblement pondérés et sensibles au phénomène de pollution modale, pour le système non contrôlé et contrôlé avec le contrôleur réactualisé et non réactualisé.

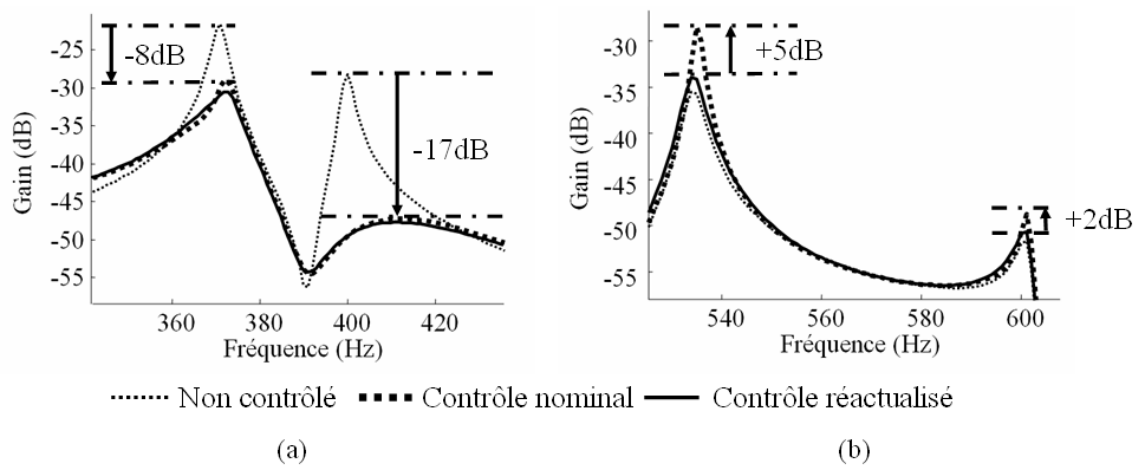


Figure 86 : Fonctions de transfert numériques de la structure non contrôlée, contrôlée avec le contrôleur nominal et le contrôleur réactualisé.

La réactualisation des fréquences propres et de l'amortissement dans la matrice d'état A_5 permet de rétablir les performances du contrôleur nominal (conçu pour un couple de serrage de 1 Nm) lorsqu'il est appliqué pour un couple de serrage de 5 Nm. En ce qui concerne les modes fortement pondérés par le contrôleur, à savoir les modes 3 et 4, les performances du contrôleur sont totalement rétablies (-8 décibels et -17 décibels sur les modes 3 et 4). Pour les modes faiblement pondérés, à savoir les modes 5 et 6, la pollution modale observée (+5 décibels et +2 décibels sur les modes 5 et 6) est totalement supprimée. L'efficacité de l'approche semi adaptative proposée semble donc démontrée numériquement. Il reste néanmoins à vérifier lors de l'application expérimentale, permettant de valider l'hypothèse de faible variation des formes modales est acceptable.

4.3.3. Application expérimentale du contrôle semi-adaptatif pour une variation du couple de serrage

La méthode proposée est ici appliquée expérimentalement. Les Figure 87 et Figure 89 présentent les fonctions de transfert expérimentales du système modifié non contrôlé, contrôlé avec le contrôleur nominal et avec le contrôleur réactualisé. La variation du comportement de la structure

induite par la variation du couple de serrage cause une perte totale des performances du contrôleur nominal appliqué à la structure modifiée sur le mode 3 (+ 3 décibels) et une légère diminution sur le mode 4. La réactualisation du contrôleur ne permet pas de rétablir les performances sur le mode 3 et génère une pollution modale visible sur la Figure 89. Elle permet néanmoins une très légère amélioration des performances sur le mode 4 (Figure 87), qui demeure néanmoins de l'ordre de l'erreur de mesure. Si la matrice A_5 inclut les bons paramètres mécaniques du système pour un couple de serrage de 5Nm, les matrices B_1 , C_1 , et G_1 ne semblent pas être correctes pour un couple de serrage de 1Nm. L'hypothèse de conservation des formes modales peut donc être remise en question.

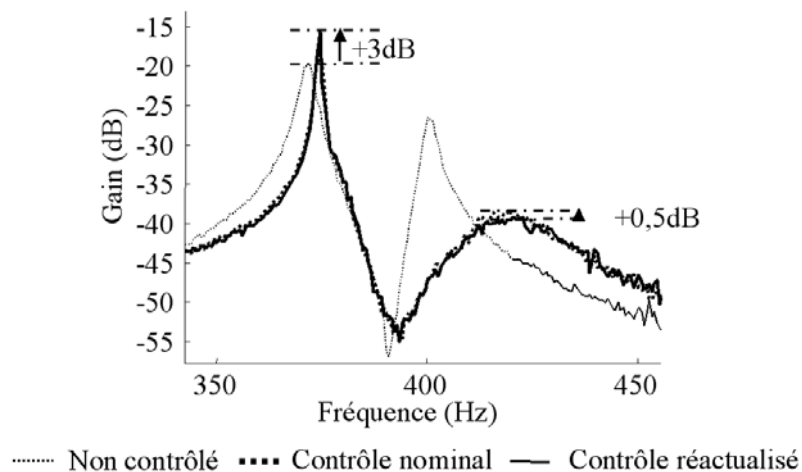


Figure 87 : Influence de la réactualisation fréquentielle sur les performances expérimentales du contrôleur sur les modes 3 et 4 fortement pondérés par le contrôleur.

La variation du comportement de la structure induit également une pollution modale sur les modes faiblement pondérés : +5 décibels sur le mode 5 visible sur la Figure 86 (b), dans le cas du contrôleur nominal appliqué à la structure modifiée. Cette pollution modale est générée par les pics de tension visibles sur la Figure 88.

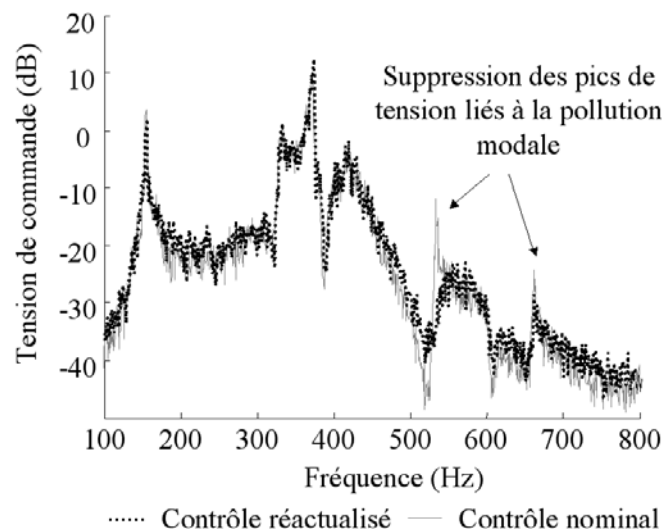


Figure 88 : Tension de commande du contrôleur réactualisé et initial.

La réactualisation du contrôleur permet de supprimer partiellement cette pollution comme illustré sur la Figure 89 (gain de 5 décibels).

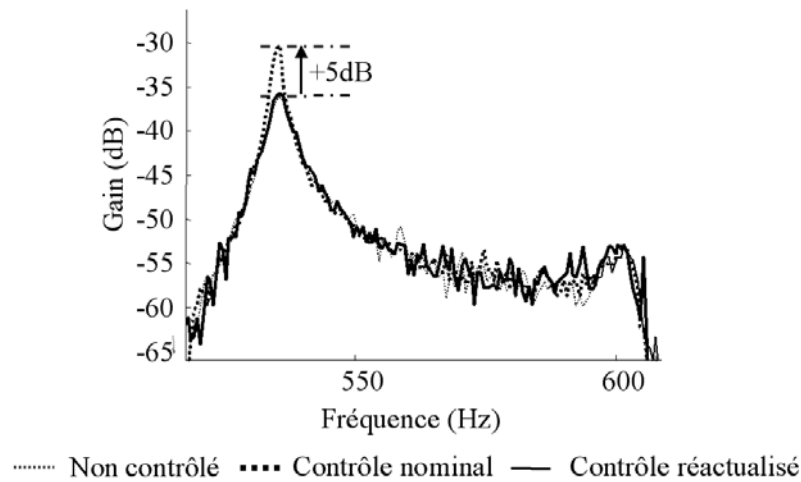


Figure 89 : Influence de la réactualisation fréquentielle sur les performances expérimentales du contrôleur sur les modes 5 et 6 faiblement pondérés par le contrôleur.

La modification de structure induite par la modification du couple de serrage se répercute en réalité sur l'ensemble des paramètres modaux présents dans le modèle de l'observateur : fréquences propres, facteurs d'amortissement modaux, coefficients de couplage électromécanique généralisés. La fonction de transfert du système en boucle fermée pour un couple de serrage de 5Nm peut alors s'écrire dans le cas du contrôleur réactualisé

$$H_{BF_5}(s) = C_7 \left(s \times Id - \left(A_5 - B_7 K_5 \left(s \times Id - (A_5 - B_1 K_5 - L_5 C_1) \right)^{-1} L_5 C_7 \right) \right)^{-1} G_7, \quad (4.5)$$

où la variation des matrices C_7 , B_7 et G_7 induite par la variation des conditions aux limites n'est pas prise en considération dans la réactualisation du contrôleur. Les matrices B_1 et C_1 utilisées dans le modèle d'état de l'observateur et pour le calcul des gains K_5 et L_5 présentent donc une incertitude sur les paramètres modaux réels de la structure.

4.4. Conclusion sur le contrôle semi-adaptatif

L'étude sur l'influence de la variation des paramètres modaux sur les performances du contrôleur présentées dans la section 3.6 démontre que si les variations d'amortissement de la structure ont une influence négligeable, dans le cas des structures faiblement amorties, celles des fréquences propres et du coefficient de couplage électromécanique peuvent complètement dégrader les performances du contrôleur. Si l'identification et la réactualisation des fréquences propres est facilement réalisable, celle du coefficient de couplage électromécanique et / ou des formes modale, paraît plus délicate. Elle nécessite en effet une mesure particulière (présentée dans la section 2.2.9) qui ne peut être incluse dans une boucle d'identification. Il peut néanmoins être extrait d'une identification dans le cas où au moins un couple actionneur / capteur

piézoélectriques est colocalisé, mais cette configuration n'est pas réalisable dans l'application qui a fixé le cadre de l'étude.

Néanmoins, concernant l'application du contrôle semi-adaptatif à la carte électronique MBDA, il a été montré numériquement dans la section 4.3.2, que la réactualisation des fréquences propres et de l'amortissement permet de rétablir complètement les performances du contrôleur si les coefficients de couplage électromécaniques ou les formes modales sont supposés inchangés [98][100][101]. L'application expérimentale présentée dans la section 4.3.3 montre que la réactualisation des fréquences propres et de l'amortissement ne permet pas de rétablir complètement l'ensemble des performances modales. Le manque de performance sur certains modes peut donc être attribuée à la variation du coefficient de couplage électromécanique induite par celle des formes modales. Les perspectives liées à ces recherches doivent donc prioriser l'identification des coefficients de couplage électromécanique modaux, dernière phase d'identification demandant le développement de méthodes spécifiques qui n'a pu être envisagé dans le cadre de cette thèse compte tenu de sa durée limitée.

5. CONTROLE SEMI-ACTIF

Si l'application des techniques de contrôle actif permet une augmentation effective de la durée de vie des cartes électroniques, elle se révèle coûteuse en terme d'énergie. Dans la problématique générale des structures embarquées, la minimisation de l'énergie et donc de la masse embarquée peut conduire à rechercher d'autres solutions, telles que le contrôle piézoélectrique passif ou semi-actif. L'étude suivante s'intéresse dans un premier temps aux techniques classiquement utilisées en contrôle passif, basées sur un shunt linéaire des éléments piézoélectriques à partir de composants électroniques, résistance ou inductance. L'étude se focalise ensuite sur l'application d'un shunt de type non linéaire utilisé pour un contrôle semi-actif appliqué dans le cadre d'une stratégie modale. Les résultats présentés sont purement numériques et peuvent être considérés comme une première indication concernant l'efficacité des techniques passives et semi actives.

Les performances des systèmes passifs classiques et du système semi-actif appliqués à la carte électronique MBDA, sont présentées dans la section 5.1. L'application modale du système semi-actif à partir de techniques de reconstruction d'état est introduite puis appliquées en simulation dans la section 5.3.

5.1. Evaluation des performances des systèmes classiques de contrôle passif et semi actif sur le mode le plus endommageant de la carte MBDA

L'application des techniques de contrôle passif est très sommairement abordée dans cette étude et plus particulièrement ciblée sur le 4^{ième} mode de la carte électronique MBDA, mode le plus endommageant, dans le cas d'une mono excitation à la fréquence de résonnance du mode 4. Les performances des principales techniques basées sur un shunt R et RL sont analysées à l'aide du calcul d'un indice de performance [45] reposant sur le coefficient de couplage électromécanique généralisé et permettant d'évaluer l'amortissement induit par chaque système dans le cas d'une excitation mono harmonique sur la fréquence de résonnance du 4^{ième} mode.

5.1.1. Evaluation de la performance du R shunt

Les performances d'un contrôle passif basé sur une simple résistance sont conditionnées par le coefficient de couplage du patch piézoélectrique sur le mode considéré et sur le choix de la résistance.

La dynamique de la carte électronique excitée par la base, avec l'actionneur piézoélectrique en court circuit peut s'écrire avec les notations de la section 2.2.5 :

$$\ddot{q} + Kq = \Pi_a V_a + \Psi w, \quad (5.1)$$

où V_a est la tension aux bornes de l'actionneur piézoélectrique,

$$V_a = 0, \quad (5.2)$$

$$\Pi_a^t q = Q_a, \quad (5.3)$$

$$g_c \Pi_{c1}^t q = V_{c1}, \quad (5.4)$$

$$g_c \Pi_{c2}^t q = V_{c2}. \quad (5.5)$$

où V_{c1} et V_{c2} sont les tensions aux bornes des deux capteurs piézoélectriques.

La fonction de transfert du système entre la tension mesurée aux bornes du capteur 1, V_{c1} et la perturbation appliquée à la base, w s'écrit classiquement dans le domaine de Laplace avec (5.1) et (5.4) pour le mode i :

$$H_{cc}^i(s) = \frac{g_c \Pi_{c1}^i \Psi^i}{s^2 + \omega_i^2}. \quad (5.6)$$

Si l'actionneur piézoélectrique est placé en circuit ouvert, (5.3) devient

$$\Pi_a^t \dot{q} + C_p \dot{V}_a = 0, \quad (5.7)$$

et la fonction de transfert du système s'écrit alors pour le mode i :

$$H_{co}^i(s) = \frac{g_c \Pi_{c1}^i \Psi^i}{s^2 + \omega_i^2 + (\Pi_a^i)^2}, \quad (5.8)$$

où le terme $(\Pi_a^i)^2$ démontre l'augmentation de la raideur de la structure par l'effet piézoélectrique dans le cas d'une céramique placée en circuit ouvert. L'introduction d'une résistance R aux bornes de l'actionneur piézoélectrique se traduit par les conditions électriques suivantes

$$V_a = R I_a, \quad (5.9)$$

$$\Pi_a^t q + C_p V_a = Q_a. \quad (5.10)$$

Avec la loi d'Ohm (5.9) exprimée aux bornes de l'actionneur piézoélectrique, l'équation électrique (5.10) de l'actionneur piézoélectrique permet de déterminer l'expression de la tension V_a aux bornes de l'actionneur piézoélectrique shunté

$$V_a(s) = \frac{s \times R \Pi_a^i q_i}{1 - s \times R C_p}. \quad (5.11)$$

Avec (5.11), (5.1) permet finalement d'obtenir la fonction de transfert entre w et V_{cl}

$$H_R^i(s) = \frac{V_{cl}(s)}{w(s)} = \frac{g_c \Pi_{cl}^i \Psi^i}{s^2 + \omega_i^2 - \frac{s \times R (\Pi_a^i)^2}{1 - s \times R C_p}} \quad (5.12)$$

En posant

$$K_g = \frac{s \times R (\Pi_a^i)^2}{g_c \Pi_{cl}^i \Psi^i (1 - s \times R C_p)}, \quad (5.13)$$

(5.12) peut finalement s'écrire en fonction de la fonction de transfert du système avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit (5.6) et du gain K_g (5.13)

$$H_R^i(s) = \frac{H_{cc}^i(s)}{1 - K_g \times H_{cc}^i(s)} = \frac{H_{BO}^i(s)}{1 - K_g \times H_{BO}^i(s)}. \quad (5.14)$$

La fonction de transfert du système avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit H_{cc} correspond à celle du système en boucle ouverte H_{BO} , l'effet piézoélectrique ne modifiant pas la raideur de la structure dans ce cas. Le lieu des pôles de H_R^i lorsque K_g varie de zéros à l'infini correspond donc bien au lieu d'Evans du système.

On a de plus

$$H_R(s) \xrightarrow{R \rightarrow 0} H_{cc}(s), \quad (5.15)$$

et

$$H_R(s) \xrightarrow{R \rightarrow \infty} H_{co}(s). \quad (5.16)$$

(5.15) et (5.16) démontrent ainsi que les pôles du système lorsque R tend vers zéro tendent vers ceux du système avec l'actionneur piézoélectrique en court circuit et les pôles du système lorsque R tend vers l'infini tendent vers ceux du système avec l'actionneur piézoélectrique en circuit ouvert. La Figure 90 présente le tracé de la fonction de transfert (5.14), exprimée en décibels pour des valeurs de R variant de zéro à « presque » l'infini. La valeur de résistance optimale permet une réduction de 0.2 décibels.

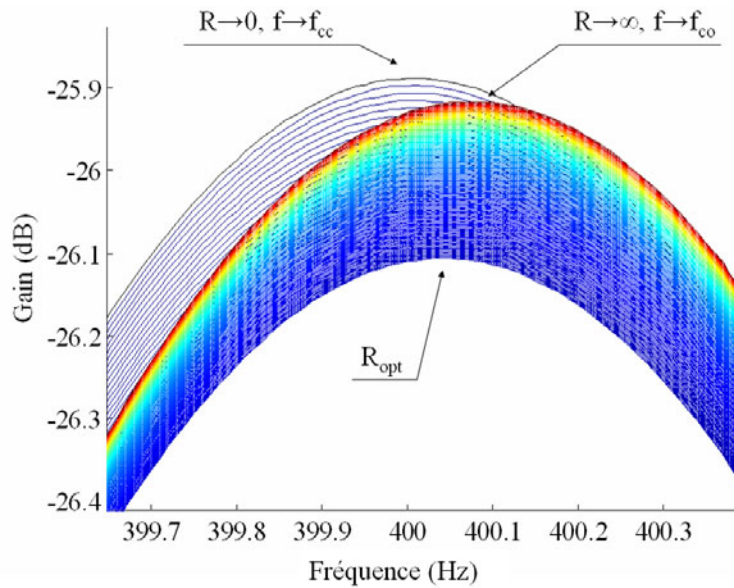


Figure 90 : Variation de la fonction de transfert (5.14) pour le mode 4 du système ($i = 4$) en fonction de la valeur de la résistance R aux bornes de l'actionneur piézoélectrique.

La valeur optimale de la résistance est fonction des fréquences en court-circuit et en circuit ouvert de la structure et de la capacité électrique du patch piézoélectrique. Les performances du shunt R sont proportionnelles au carré du coefficient de couplage électromécanique généralisé et peuvent être évaluées à l'aide de l'IFF (Indice Force Feedback) du système [46]

$$\xi_{i,R}^{\max} = \frac{\omega_i^{\text{co}} - \omega_i^{\text{cc}}}{2\omega_i^{\text{cc}}} \approx \frac{(\omega_i^{\text{co}})^2 - (\omega_i^{\text{cc}})^2}{4(\omega_i^{\text{co}})^2} = \frac{K_i^2}{4}, \quad (5.17)$$

où $\xi_{i,R}^{\max}$ est l'amortissement maximal pouvant être obtenu avec le shunt R et K le coefficient de couplage électromécanique généralisé du mode 4. L'amortissement passif conduit ici pour une résistance optimale à un amortissement de 0,07% (Tableau 26). L'avantage principal de cette méthode est la quasi indépendance vis à vis des caractéristiques mécaniques de la structure, particulièrement de la capacité du patch piézoélectrique.

Tableau 26 : Evaluation des performances du R shunt appliqué au mode 4 ($i = 4$).

ξ (%)	$\xi_{i,R}^{\max}$ (%)	ξ_{total} (%)	Facteur d'augmentation
0,325	0,07	0,41	1,2

La simulation effectuée sur le mode 4 montre clairement la réduction du niveau en décibels de la FRF jusqu'à la valeur optimale de la résistance puis son augmentation jusqu'au niveau initial lorsque la valeur de la résistance tend vers l'infini (Figure 90). Cette réduction s'accompagne d'un shift fréquentiel. La pertinence de la simulation dépend de l'identification précise de la capacité électrique du patch piézoélectrique qui est approximée ici par celle d'un condensateur plan, en utilisant la permittivité relative à déformation constante.

5.1.2. Evaluation de la performance du RL shunt

Les performances du shunt R peuvent être améliorées par l'ajout d'une inductance en parallèle ou en série sur le circuit de shunt. Les performances du shunt RL sont également proportionnelles au carré du coefficient de couplage électromécanique généralisé et peuvent être évalués à l'aide du critère introduit dans la référence [45]

$$\xi_{i,RL}^{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(\omega_i^{\text{co}})^2 - (\omega_i^{\text{cc}})^2}{(\omega_i^{\text{co}})^2}} \approx \frac{K_i}{2} \quad (5.18)$$

où $\xi_{i,RL}^{\max}$ est l'amortissement modal maximal pouvant être obtenu avec le shunt RL et K le coefficient de couplage électromécanique généralisé du mode 4. L'amortissement passif conduit ici pour une résistance optimale à un amortissement de 0.13 % (Tableau 27). L'avantage principale de cette méthode est également la quasi indépendance vis à vis des caractéristiques mécaniques de la structure, particulièrement de la capacité du patch piézoélectrique.

Tableau 27 : Evaluation des performances du *RL shunt* appliqué au mode 4 ($i = 4$).

ξ (%)	$\xi_{i,RL}^{\max}$ (%)	ξ_{total} (%)	Facteur d'augmentation
0,35	0,13	0,47	1,4

5.1.3. Evaluation de la performance du système SSDI

Contrairement aux deux précédentes techniques présentées, ce type de contrôle ne dissipe pas l'énergie dans un circuit R ou RL mais la réinjecte dans le composant piézoélectrique à l'aide d'une inductance. Il est donc insensible aux variations des caractéristiques de la structure et de ce fait plus robuste.

La dynamique de la carte avec l'actionneur piézoélectrique connecté au système SSDI peut être approximée avec (5.1) et (5.3) par

$$\ddot{q} + Kq = \Pi_a V_{\text{après}} + \Psi w, \quad (5.19)$$

$$V_{\text{après}} = (C_p)^{-1} (Q_a - \Pi_a^t q). \quad (5.20)$$

La fonction de transfert du système contrôlé par le système SSDI peut s'écrire en fonction des paramètres modaux de la smart structure et du facteur de perte γ du système pour le mode i avec (2.156), (5.19), (5.20) et en introduisant un amortissement de type visqueux

$$G_{\text{SSDI}} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{g_c \Pi_i^c \Psi_i}{\left| \omega_i^2 \left(1 + (\Pi_i^a)^2 \right) - \omega^2 + j \left(2\xi_i \omega_i \omega + \omega_i^2 \left(\Pi_i^a \right)^2 \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \right|} \right) \quad (5.21)$$

La réduction en décibels induite par le contrôle SSDI A_{SSDI} peut alors s'écrire pour $\omega = \omega_i$ en fonction du coefficient de couplage et du facteur de perte :

$$A_{SSDI} = -20 \times \log_{10} \left(\left| 1 + \frac{1}{2\xi_i} (\Pi_i^a)^2 \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} - j(\Pi_i^a)^2 \right| \right) \approx -20 \times \log_{10} \left(1 + \frac{1}{2\xi_i} (\Pi_i^a)^2 \frac{4}{\pi} \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \right) \quad (5.22)$$

La réduction induite par le système SSDI et donc les performances de ce contrôleur dépendent uniquement de la valeur du coefficient de couplage de la structure. La simulation effectuée sur le mode 4 à partir des paramètres modaux identifiés prévoit une réduction de -13 décibels sur ce même mode.

Tableau 28 : Evaluation des performances du SSDI appliqué au mode 4 ($i = 4$).

ξ (%)	Q_m	Q_l	γ [48]	Réduction SSDI
0,35	147	5,3	0,74	-13 décibels

Les performances du contrôle sont directement liées à la valeur du coefficient de couplage comme le montrent les Figure 91 à Figure 92 pour un coefficient de couplage variant de 0 à 100%. Cette intervalle de variation est purement numérique, le coefficient de couplage électromécanique généralisé de la structure ayant pour valeur maximale le coefficient de couplage du matériau utilisé. Pour un coefficient de couplage de 5%, correspondant au coefficient de couplage du mode 4 de la carte MBDA, la réduction obtenue est de -13 décibels. Une variation de +50% induit une hausse de performance de 19 décibels. Une variation de -50% induit une baisse de performances de -8 décibels.

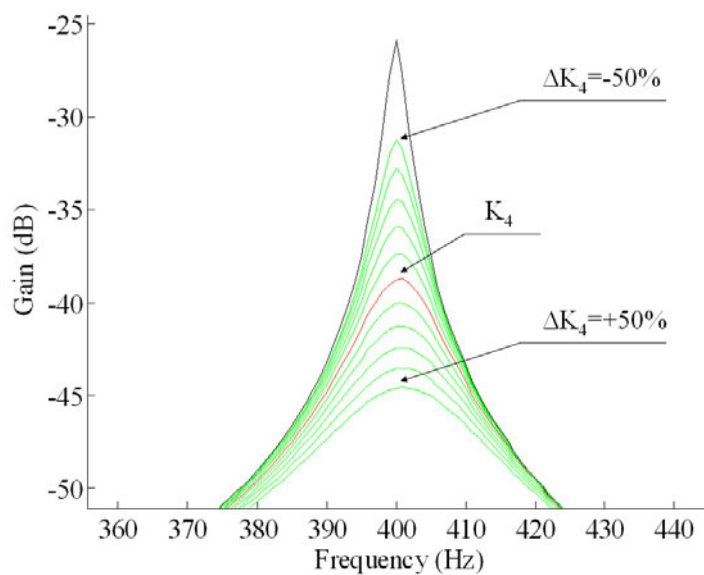


Figure 91 : Influence de la variation du coefficient de couplage sur les performances du contrôleur.

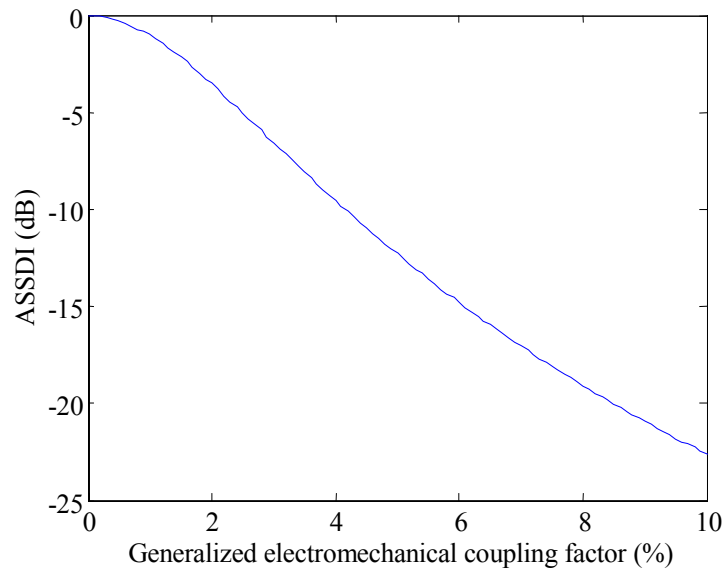


Figure 92 : Réduction en décibels pour le mode 4 via le système SSDI en fonction du coefficient de couplage variant de 0 à 10%.

5.1.4. Conclusion sur les performances des techniques passives et semi-actives appliquées à la carte électronique

Dans la configuration adoptée pour le contrôle actif, choix des dimensions, du positionnement et du nombre des patchs piézoélectriques, l'application des shunt R et RL n'apparaît pas efficace au regard des indices de performance. Leur efficacité pourrait néanmoins être augmentée en cherchant à optimiser le coefficient de couplage des patchs piézoélectriques, plus particulièrement au niveau du choix du matériau piézoélectrique et de la géométrie du patch.

5.2. Evolution vers un contrôle modal de la carte électronique MBDA basé sur le contrôle semi actif SSDI

Initialement conçu pour une structure mono modale soumise à une excitation sur la fréquence de résonnance, le système SSDI est ici appliqué en simulation à la carte électronique MBDA soumise à une perturbation de type bruit blanc appliquée via les colonnettes (configuration réelle d'excitation). Le système SSDI original est appliqué directement au transducteur piézoélectrique en supposant un facteur d'inversion de 99%.

L'application du système SSDI à une structure multi modale soumise à une excitation de type bruit blanc montre les limites du système. La Figure 93 présente les fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec l'inversion aux extremums de tension du transducteur piézoélectrique. L'application du système SSDI conduit ainsi à une action multi modale mais engendre une pollution modale sur l'ensemble de la bande fréquentielle. Le signal du système contrôlé est globalement fortement bruité sur l'ensemble de la bande passante. La réduction sur le mode 4 est très faible, de l'ordre de quelques décibels.

Il est donc nécessaire de cibler l'inversion sur les déplacements modaux et non sur la tension aux bornes du transducteur pour pouvoir avoir une action efficace sur les modes souhaités, particulièrement le 4^{ème} mode.

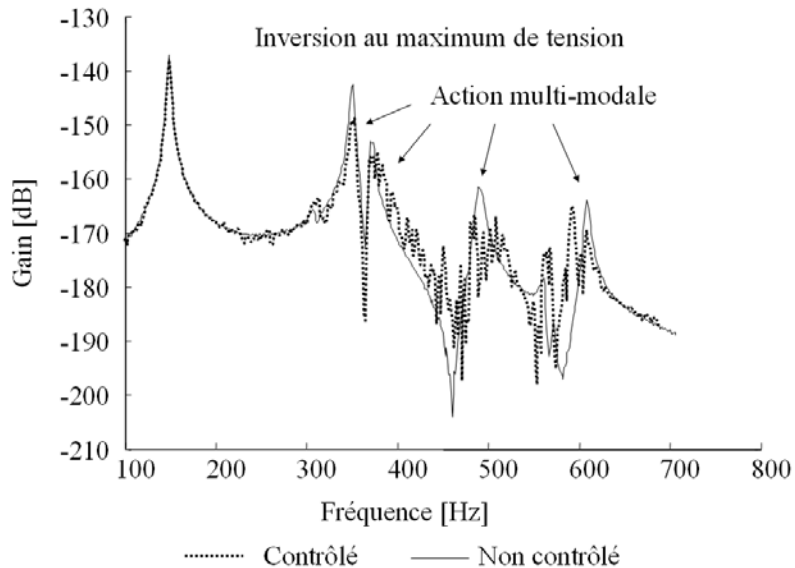


Figure 93 : Simulation du contrôle SSDI appliqué à la carte électronique MBDA, inversion réalisée aux extremums de la tension du transducteur piézoélectrique.

L'une des solutions envisageables pour cibler son action sur les différents modes serait de trouver une configuration de patches piézoélectriques, aussi bien au niveau du positionnement que de la forme, permettant une action individuelle de chaque patchs sur un mode particulier. Cette solution serait cependant très peu robuste aux variations de structures, particulièrement aux variation des formes modales.

Une autre solution est l'utilisation des participations modales pour cibler l'inversion aux bornes du transducteur piézoélectrique aux maximums du déplacement modal du mode à contrôler. Cette possibilité fait l'objet de la section 5.3.

5.3. Contrôle SSDI mono modal, application à la carte MBDA

5.3.1. Principe général du contrôle SSDI mono modal

L'inversion de la tension, commune avec le système SSDI, est ici réalisée non aux extremums de la tension du transducteur mais aux extremums du déplacement modal du mode à contrôler. La Figure 94 présente le principe général du contrôle SSDI modal, mis au point au LaMCoS en collaboration avec le LGEF [95]. L'inversion nécessitant la connaissance des participations modales, un observateur modal de Luenberger est donc utilisé pour le reconstruire à partir des mesures des capteurs et de la commande issue du contrôleur. Le système de détection du

maximum est appliqué au déplacement modal reconstruit correspondant au mode à contrôler et non directement à la tension.

La Figure 94 présente l'application réalisée en simulation sur la carte électronique MBDA. L'étude numérique concerne le mode le plus endommageant de la carte électronique en utilisant la configuration de patches piézoélectriques utilisée pour le contrôle actif : un transducteur et deux capteurs piézoélectriques placés optimalement pour réduire le dommage sur les modes 3 et 4.

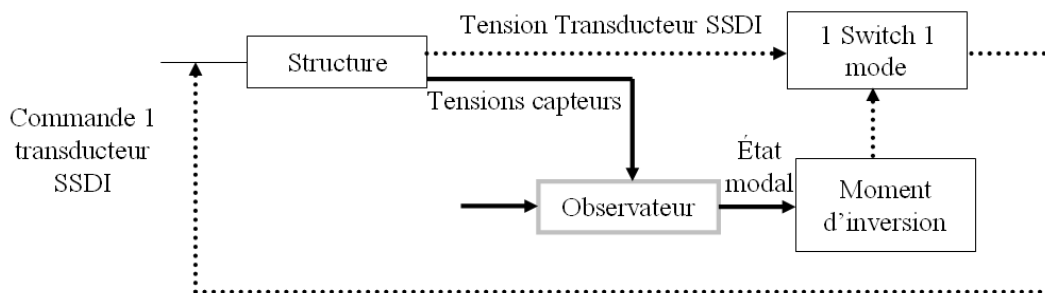


Figure 94 : Application du contrôle SSDI modal à la carte électronique MBDA, sans contrôleur actif.

5.3.2. Application du système SSDI mono modal à la carte électronique MBDA

Le contrôle SSDI mono modal est ici testé en simulation dans différents cas pour étudier les limites du système sur une structure réelle, de type industriel. Conformément aux exigences initiales de réduction du mode le plus endommageant, l'inversion est dans un premier temps réalisée sur le 4^{ième} mode. Le système est ensuite appliqué aux 3^{ième} et 5^{ième} modes.

5.3.2.1. Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 4^{ième} mode

La Figure 95 présente les fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec l'inversion aux extremums du déplacement modal du mode 4. La Figure 96 présente la tension initiale et la tension inversée aux bornes du transducteur piézoélectrique. Contrairement à l'application du système SSDI, l'inversion de la tension basée sur le déplacement modal du 4^{ième} mode permet ici une action efficace sur ce mode (-10 décibels). L'action du contrôleur est neutre sur les autres modes modélisés, les instants d'inversion équilibrant statistiquement les effets d'excitation et de dissipation sur ces modes.

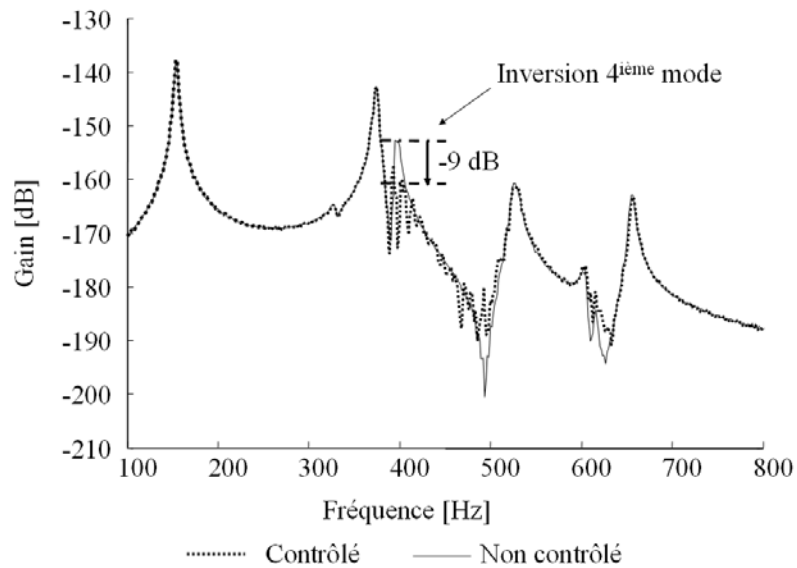


Figure 95 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 4^{ème} mode.

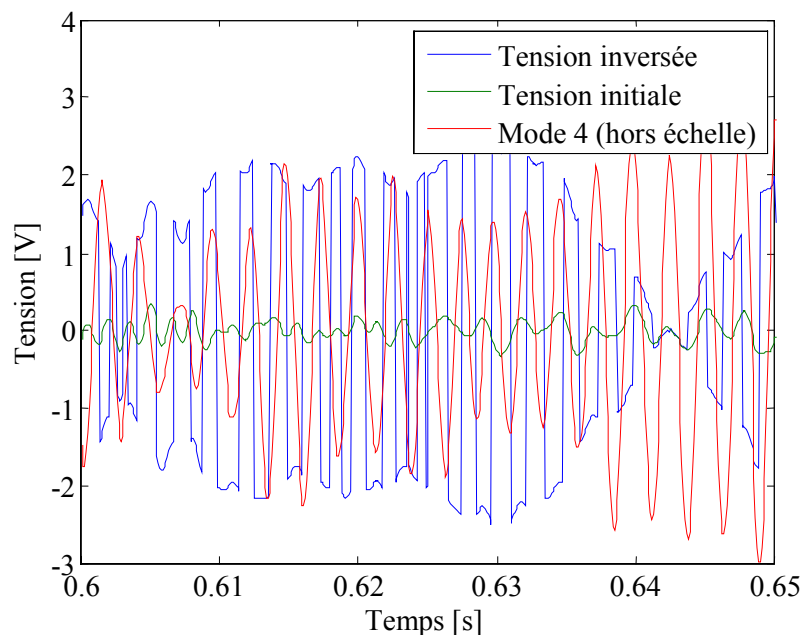


Figure 96 : Tension aux bornes du transducteur initiale, inversée aux extremums du déplacement modal du mode 4, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s.

5.3.2.2. Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 3^{ème} mode

La Figure 97 présente les fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec l'inversion aux extremums du déplacement modal du mode 3. La Figure 98 présente la tension initiale et la tension inversée aux bornes du transducteur piézoélectrique. L'inversion de la tension basée sur le déplacement modal du 3^{ème} mode permet ici une action efficace sur ce mode (-10 décibels) mais engendre cependant une forte pollution modale sur le 4^{ème} mode. Du fait qu'il n'y

a pas d'énergie de contrôle injectée sur le système, cette pollution ne peut pas conduire à la déstabilisation du système. Elle induit néanmoins une augmentation du niveau d'un mode qui peut se répercuter en terme d'endommagement supplémentaire pour les composants électroniques.

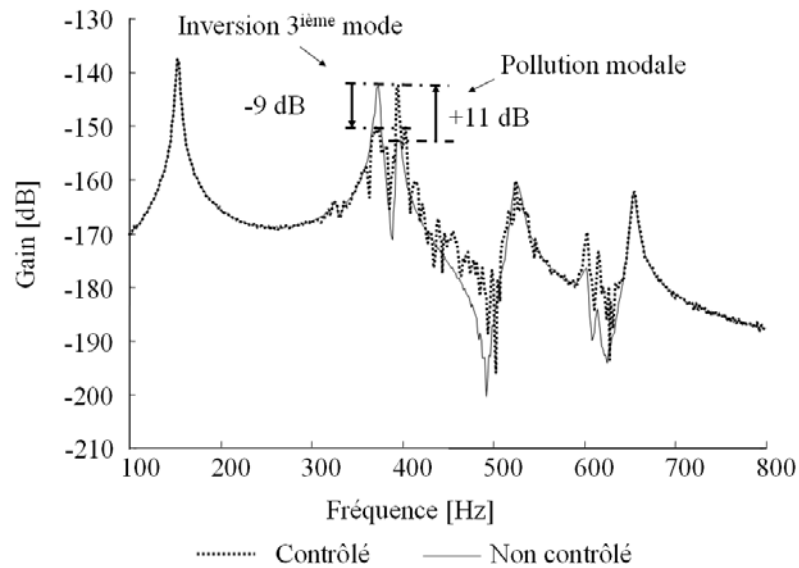


Figure 97 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 3^{ème} mode.

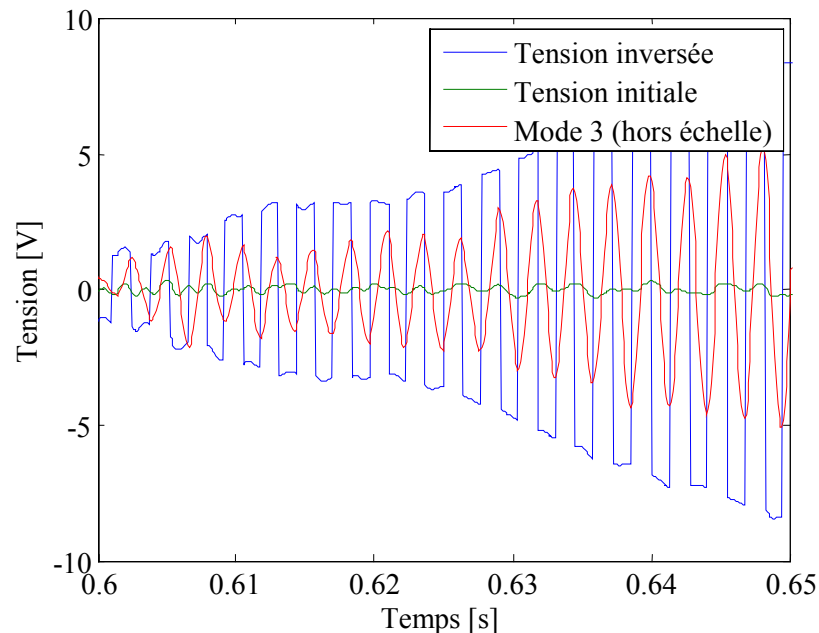


Figure 98 : Tension aux bornes du transducteur initial, inversée aux extremums du déplacement modal du mode 3, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s avant la stabilisation du système, en régime transitoire.

5.3.2.3. *Inversion de la tension aux extremums du déplacement modal du 5^{ième} mode*

La Figure 99 présente les fonctions de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec l'inversion aux extremums du déplacement modal du mode 5. La Figure 100 présente la tension initiale et la tension inversée aux bornes du transducteur piézoélectrique. L'inversion de la tension basée sur le déplacement modale du 5^{ième} mode permet ici une action très faible sur ce mode (-3 décibels) mais n'engendre pas de pollution modale sur les autres modes.

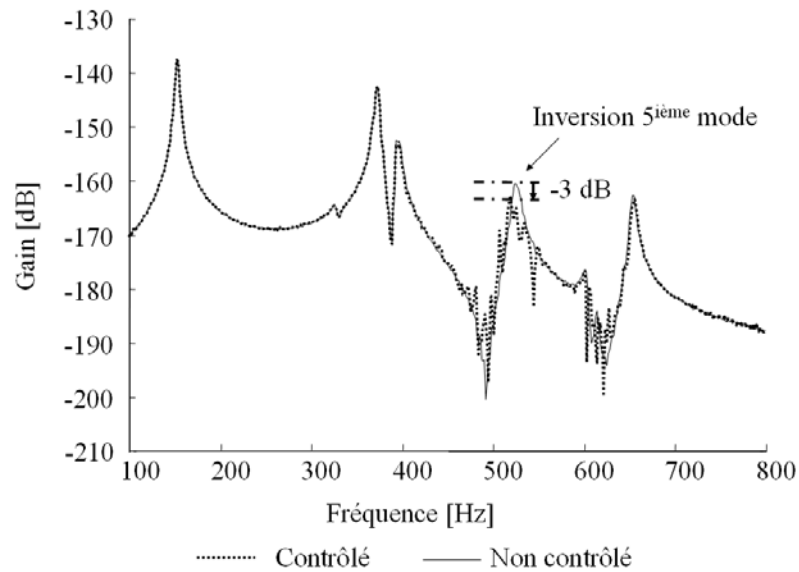


Figure 99 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 5ème mode

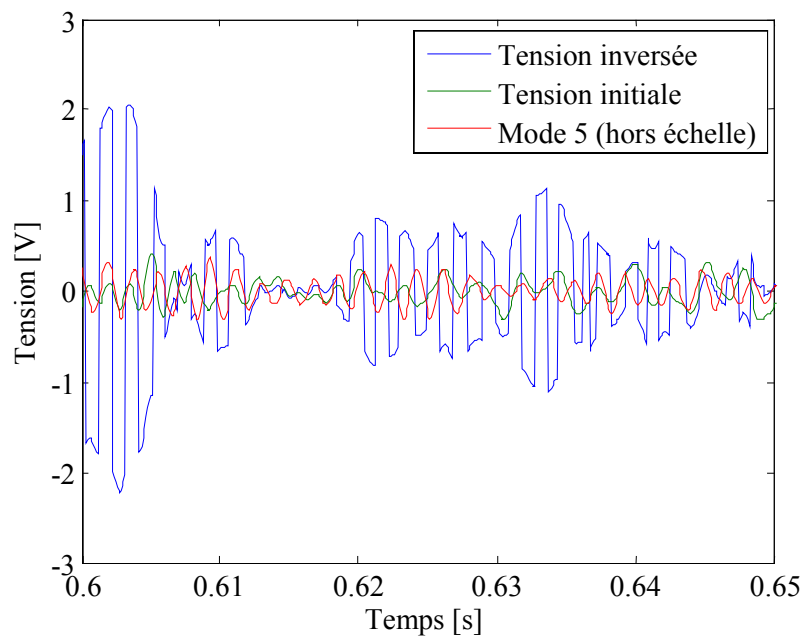


Figure 100: Tension aux bornes du transducteur initiale et inversée aux extremums du déplacement modal du mode 5, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s.

5.3.3. Conclusion sur l'application du contrôle SSDI modal

Le principe de base du contrôle SSDI mono modal, basé sur une stratégie modale ne nécessitant pas d'apport extérieur d'énergie semble donc intéressant, car relativement efficace et stable. Ce type de contrôle peut être adapté aux structures embarquées telles que les cartes électroniques. L'efficacité du système étant en particulier liée à l'inductance présente dans le circuit d'inversion,

via le facteur d'inversion, il est important de souligner que la valeur d'inductance optimale peut nécessiter une bobine importante. Son application et sa mise en œuvre nécessitent cependant un nombre important de composants piézoélectriques. Dans le cadre du contrôle de plusieurs modes, il est actuellement nécessaire de dédier un actionneur par mode à contrôler, l'inversion de la tension étant réalisée sur la tension aux bornes du transducteur, aux extremums du déplacement modal du mode à contrôler. L'inversion de la tension, à traitement non linéaire, peut également dans certaines configurations modales (Cf. sections 5.3.2.2 et 5.3.2.3) induire une pollution modale sur les autres modes. Du fait qu'aucune énergie extérieure n'est injectée sur le système, cette pollution ne peut pas conduire à la déstabilisation du système. L'origine et le contrôle ou la réduction de cette pollution donne lieu actuellement à des recherches au LaMCoS et au LGEF. Enfin, la présence d'un observateur d'état dans la boucle de contrôle diminue fortement la robustesse du système du fait du modèle d'état nécessaire, impliquant des hypothèses sur la relative stabilité des paramètres modaux du système. L'une des solutions pour pallier ces problèmes de robustesse pourrait être la réalisation d'un contrôle SSDI semi-actif et semi-adaptatif, tel que celui présenté dans la section 4 dans le cadre du contrôle actif modal linéaire. Le couplage du contrôle SSDI modal à un contrôle actif reste dans le cadre de structures réelles de type industrielles et soumises à des perturbations multi harmoniques du domaine de la prospection. Il se pose en particulier le problème des effets de la pollution modale induite par le contrôle SSDI modal sur le comportement du contrôle actif.

6. CONCLUSION GENERALE

6.1. Résumé

L'objectif initial de l'étude était la réduction du dommage et l'augmentation de la durée de vie opérationnelle des cartes électroniques embarquées sur missiles MBDA. En effet, soumises à un environnement extrême, particulièrement au niveau des vibrations, la durée de vie des cartes électronique, conçues à partir de composants électroniques standards, non renforcés, peut être de fait fortement altérée. La recherche de techniques de réduction des vibrations adaptées aux structures embarquées, a conduit à l'application du contrôle actif modal.

Les structures embarquées, comme tout produit industriel, présentent une dispersion de leurs caractéristiques mécaniques qu'il faut savoir gérer. De plus, elles sont soumises à un environnement extrême qui induit également des variations des caractéristiques modales de la structure. Le contrôle actif modal étant basé sur un modèle d'état de la structure, sa robustesse dépend de la précision du modèle d'état incluant les paramètres modaux de la structure intelligente. La recherche d'un contrôle actif modal robuste à une variation de type fréquentielle de l'ordre de $\pm 15\%$ a conduit au développement et à l'application d'un contrôle actif modal semi-adaptatif couplant méthodes d'identification et contrôle actif.

Enfin, dans la problématique générale des structures embarquées, la minimisation de l'énergie nécessaire au contrôle et donc de la masse embarquée est fondamentale et les recherches dans ce cadre ont mené à l'évaluation de solutions de contrôle de type purement passives ou semi-actives, dont la stratégie mono modale semi active ici développée.

6.2. Conclusion développée et perspectives

La recherche d'un contrôle adapté aux structures embarquées, minimisant l'énergie nécessaire, et permettant également de cibler les modes de vibration les plus endommageants, a conduit à l'application d'un contrôle actif de type modal. La conception du contrôle a nécessité une phase préliminaire d'étude du dommage sur la carte électronique initiale, sans composants de contrôle, afin de déterminer les modes de vibration les plus endommageants. Le choix des composants de contrôle s'est porté sur des céramiques PZT pour des raisons de légèreté, de compacité et d'efficacité. Le positionnement de ces composants, actionneurs et capteurs, a ensuite été réalisé à

partir d'un critère de positionnement intégrant le dommage induit par chaque mode sur les composants électroniques, par l'intermédiaire de coefficients de pondération appliqués sur chaque mode. Ce nouveau critère, liant dommage, contrôlabilité et observabilité, a ainsi permis de déterminer une configuration dans laquelle le coefficient de couplage des composants piézoélectriques est particulièrement élevé sur les modes les plus endommageants. La conception du contrôleur basé sur une commande LQG a permis le calcul des gains optimaux de contrôle, d'observation et du modèle d'état de l'observateur de Luenberger a ensuite été recalé à l'aide de méthodes d'identification non paramétriques garantissant une excellente précision sur les paramètres modaux du système et permettant une réalisation en ligne. Cette approche expérimentale a permis ainsi l'application directe des gains calculés numériquement dans la boucle expérimentale de contrôle, sans réglages complémentaires, du fait de l'excellente précision du modèle d'état sur les paramètres modaux du système.

L'application expérimentale du contrôle a permis une réduction effective du niveau de vibration sur les modes les plus endommageants à des niveaux d'excitation élevés et réels de la configuration industrielle proposée. La réduction du dommage et l'augmentation de la durée de vie opérationnelle de la carte électronique ont été validées numériquement par une nouvelle étude du dommage incluant l'amortissement induit par le contrôle. L'originalité de l'étude est ici liée à son caractère industriel. Si l'application d'un contrôle modal de type LQG peut paraître banale dans le cas de structures simples de type poutre encastrée libre, avec des conditions aux limites et un environnement idéal, son application à des structures complexes, présentant des formes modales complexes et soumises à un environnement évolutif, se révèle plus délicate.

Il ressort des expériences en effet une variation des performances du contrôleur en fonction du niveau d'excitation. La variation des conditions aux limites pour des hauts niveaux d'excitation induit en effet une variation des paramètres modaux se répercutant par la diminution des performances du contrôleur. Cette variation est également couplée à un comportement non linéaire du coefficient de couplage électromécanique de l'actionneur piézoélectrique à des niveaux de tension élevés. Ces perturbations se répercutent directement sur les performances du contrôle modal dont l'optimalité nécessite une grande précision du modèle d'état sur les paramètres modaux de la structure.

La recherche d'un contrôle actif modal robuste a conduit au développement et à l'application d'un contrôle actif modal semi-adaptatif réunissant méthodes d'identification et contrôle actif pouvant être programmé en ligne pour automatisation. L'approche proposée dans le cadre de cette étude repose sur l'hypothèse que l'ensemble des perturbations extérieures se traduisent par une variation des fréquences propres du système de l'ordre de $\pm 15\%$. Le contrôle semi-adaptatif, en temps différé, repose ici sur une méthode d'identification paramétrique permettant une identification rapide des fréquences propres du système à partir des composants de contrôle présents sur la structure. L'influence de la variation des paramètres modaux sur les performances du contrôleur a néanmoins été étudiée et a démontré que seules les fréquences propres et les coefficients de couplage électromécanique doivent être réactualisés pour des structures faiblement amorties. La réactualisation des coefficients de couplage électromécanique dans le contrôle semi-adaptatif, n'ayant pu être réalisée pendant la durée de la thèse, seules les fréquences propres ont été réactualisées. L'identification des coefficients de couplage électromécanique requiert en effet soit

une configuration particulière des composants piézoélectriques, avec au moins un couple actionneur / capteur colocalisé, soit un nombre important de capteurs permettant l'identification des formes modales du système.

L'efficacité, mais également les limites du contrôle semi-adaptatif proposé ont été quantifiées et mises en évidence numériquement dans le cadre d'une simple variation fréquentielle puis expérimentalement dans le cadre d'une variation des conditions aux limites impliquant une variation plus large de l'ensemble des paramètres modaux. Si le maintien des performances est total pour une simple variation fréquentielle, l'application du contrôle semi-adaptatif permet uniquement de supprimer la pollution modale induite par la variation des paramètres modaux dans le cas d'une variation des conditions aux limites. L'efficacité du contrôle semi-adaptatif dans un environnement où l'ensemble des paramètres modaux varie, pourrait être ainsi améliorée en intégrant l'identification des coefficients de couplage électromécanique dans la boucle de réactualisation.

Le besoin de réduction, voir d'élimination de l'énergie opérative du contrôle et donc de la masse embarquée a conduit à la recherche de solutions de contrôle de type purement passives ou semi-actives. Différentes techniques ont été évaluées, notamment dans le cadre modal. L'application des techniques purement passives, basées sur des shunts R et / ou RL ne permet pas ici d'amortir suffisamment la carte électronique, du fait du faible coefficient de couplage électromécanique généralisé. L'efficacité de ces techniques pourrait néanmoins être améliorée en optimisant le choix des matériaux piézoélectriques et de leur forme. Il s'avère par ailleurs que l'application du contrôle semi actif SSDI, initialement développé pour une structure mono modale et soumise à une excitation sinusoïdale, n'est pas pertinente pour la structure réelle étudiée. Elle ne permet pas en effet de cibler les différents modes endommageants et génère une forte pollution modale sur l'ensemble de la bande fréquentielle. Si ce contrôle ne nécessite aucune énergie extérieure, son efficacité est fonction du facteur d'inversion du système, c'est à dire de la valeur de l'inductance de la bobine. Il serait indispensable avant d'entreprendre une étude plus poussée, de comparer la masse réelle nécessaire au contrôle actif et celle nécessaire à la réalisation du contrôle semi actif, notamment de l'inductance.

Le contrôle semi actif SSDI a ensuite été couplé à des techniques d'observation pour réaliser un contrôle SSDI modal. Le contrôle SSDI modal proposé permet ainsi de cibler les modes les plus endommageants avec une efficacité potentielle. Son application et sa mise en œuvre nécessitent cependant un nombre important de composants piézoélectriques. Plus particulièrement dans le cadre du contrôle de plusieurs modes car en l'état elle nécessiterait 1 transducteur par mode contrôlé au minimum. Le traitement non linéaire de la tension induit également une pollution modale sur les autres modes. Cependant, du fait qu'aucune énergie extérieure n'est injectée sur le système, cette pollution ne peut néanmoins pas conduire à la déstabilisation du système comme dans le cas du contrôle actif nominal. La présence d'un observateur d'état dans la boucle du contrôle SSDI modal réduit de ce fait la robustesse du contrôle et le rend très sensible aux variations des paramètres modaux. La robustesse pourrait néanmoins être améliorée en couplant le contrôle SSDI modal à des méthodes d'identification pour réaliser un contrôle de type SSDI modal semi-adaptatif.

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Principales causes de défaillance des équipements électroniques [3].....	13
Figure 2 : Déplacements modaux et courbure pour les trois premiers modes d'une carte électronique réelle, obtenus avec le logiciel CirVibe [5].....	15
Figure 3 : Principaux modes de rupture des joints de soudure, schéma de principe théorique [12].	16
Figure 4 : principaux modes de rupture des joints de soudure, observations expérimentales [12].	16
Figure 5 : Contrôle actif de structure.....	17
Figure 6 : Apparition du phénomène de la piézoélectricité.....	29
Figure 7 : Numérotation des axes.....	31
Figure 8 : Modes de couplage des céramiques piézoélectriques.....	31
Figure 9 : Cycle théorique de conversion de l'énergie dans le cas d'un actionneur piézoélectrique.	33
Figure 10 : Patch piézoélectrique connecté à un amplificateur de charge.	38
Figure 11 : Patch piézoélectrique connecté à un amplificateur de courant.	39
Figure 12 : Fonction de transfert du système d'une structure intelligente, avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit et en circuit ouvert.....	43
Figure 13 : Fonction de transfert d'une structure intelligente, avec l'actionneur piézoélectrique en court-circuit et en circuit ouvert : zoom.	44
Figure 14 : Architecture d'une boucle de contrôle par rétroaction.	44
Figure 15 : Architecture d'une boucle de contrôle modal.	45
Figure 16 : Classification des méthodes d'identification.	52
Figure 17 : Principe d'inversion de la tension dans le système SSDI.	61
Figure 18 : Chargement de la capacité électrique du patch piézoélectrique.	61
Figure 19 : Chargement de la bobine par la capacité électrique.....	61
Figure 20 : Chargement de la capacité électrique par la bobine.....	62
Figure 21 : Inversion de la tension aux bornes du patch piézoélectrique.....	62
Figure 22 : Carte électronique étudiée, colonnette et vis de fixation.	64
Figure 23 : Système étudié : carte électronique et système de fixation sur le bâti.....	65
Figure 24 : Géométrie de la carte électronique MBDA, position des composants électroniques et des points de fixation des colonnettes.	65
Figure 25 : Formes modales et fréquences expérimentales obtenues par MBDA pour la carte initiale non instrumentée des composants de contrôle (emplacement des colonnettes représentés par les points noirs).	66
Figure 26 : Lignes nodales pour les modes 1 à 8 obtenues numériquement à partir d'une modélisation éléments finis de la carte initiale non instrumentée des composants de contrôle.	66
Figure 27 : Boucle expérimentale de contrôle.....	67
Figure 28 : Carte électronique MBDA sur le pot d'excitation.	67
Figure 29 : Système expérimental pour le contrôle de la carte électronique MBDA.....	68
Figure 30 : Connexion des composants électroniques sur la carte.	69
Figure 31 : Carte électronique (CirVibe) sans composants de contrôle.	71
Figure 32 : Formes modales numériques, obtenues avec CirVibe, pour les 4 premiers modes.	72
Figure 33 : Dommage numérique modal pour les trois composants (dommage maximal limité à 1) calculé pour la carte électronique sans composants de contrôle.	73

Figure 34 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné de la carte électronique.	74
Figure 35 : Orientation de la carte électronique pour l'identification des formes modales.	75
Figure 36 : Formes modales identifiées par vélocimétrie laser pour les modes 1 à 4 (données MBDA).	76
Figure 37 : Modélisation des composants électroniques pour le positionnement optimal des composants de contrôle.	77
Figure 38 : Modèle Comsol de la carte électronique MBDA pour le positionnement optimal des composants de contrôle.	78
Figure 39 : Maillage Comsol de la carte électronique MBDA (a) et zoom sur le maillage et la modélisation du composant électronique 1 (b).	78
Figure 40 : Lignes nodales en déplacement, obtenues avec la modélisation par éléments finis de la carte électronique sans composants de contrôle, pour les 6 premiers modes.	79
Figure 41 : Formes modales en déplacement, obtenues avec la modélisation par éléments finis de la carte électronique sans composants de contrôle, pour les 6 premiers modes.	80
Figure 42 : Formes modales expérimentales en déplacement de la carte électronique sans composants de contrôle et lignes nodales numériques pour les 4 premiers modes.	80
Figure 43 : Valeur du critère de positionnement à la surface de la carte électronique (imposé à zéro au niveau des colonnettes) : visualisation 3D et vue de dessus.	82
Figure 44 : Positionnement optimal (a) (vue de dessus) des patchs piézoélectriques et collage réalisé suivant la configuration calculée (b) (vue de dessous).	82
Figure 45 : Carte électronique réalisée sous CirVibe intégrant les patchs piézoélectriques dans leur configuration optimale sous la forme de zones de raideur équivalente (PWB Stiffness region).	83
Figure 46 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné sur la carte dotée des patchs piézoélectriques mais non contrôlée activement.	85
Figure 47 : Configuration générale pour l'identification des caractéristiques mécaniques.	87
Figure 48 : Influence du nombre de modes pris en compte (12 à 17) dans l'algorithme RFP sur la fonction de transfert identifiée entre le capteur 1 et l'accéléromètre.	88
Figure 49 : Fonction de transfert identifiée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 1 et l'accéléromètre pour le système non contrôlé (excitation par la base, $1g_{rms}$).	89
Figure 50 : Conditions aux limites électriques imposées pour la détermination des coefficients de couplage électromécanique des trois composants piézoélectriques.	92
Figure 51 : Fonction de transfert mesurée et reconstruite du système excité par l'actionneur piézoélectrique, obtenue à partir du système d'état identifié (A,B,C) (modèle sur 8 modes).	93
Figure 52 : Fonction de transfert mesurée et reconstruite du système excité par la base, obtenue à partir du système d'état identifié (A,B,C,G) (modèle sur 8 modes).	94
Figure 53 : Pondérations sur l'état appliquées dans la matrice de pondération Q (Cf. Tableau 18), proportionnellement au dommage modal.	95
Figure 54 : Variation de la fonction de transfert traduisant les performances du contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations (facteur 1 à 6 sur la matrice Q) et pondération choisie (Cf. Tableau 18).	96
Figure 55 : Variation de la tension appliquée sur l'actionneur piézoélectrique contrôleur en fonction de l'amplitude des pondérations et pondération choisie (Cf. Tableau 18).	97
Figure 56 : Gains du contrôle modal nominal (K).	98
Figure 57 : Fonctions de transfert numérique et expérimentale du système en boucle ouverte et en boucle fermée pour une excitation de type bruit blanc à $1g_{rms}$	99
Figure 58 : Réduction du niveau de vibration numérique et expérimentale sur les 3 ^{ème} et 4 ^{ème} modes pour une excitation de type bruit blanc à $1g_{rms}$	99
Figure 59 : Fonctions de transfert numérique et expérimentale du système en boucle ouverte et en boucle fermée pour une excitation de type bruit blanc à $5g_{rms}$	100

Figure 60 : Réduction du niveau de vibration numérique et expérimentale sur les 3 ^{ème} et 4 ^{ème} modes pour une excitation de type bruit blanc à 5 g _{rms} .	100
Figure 61 : Comparaison entre la tension de commande simulée et la tension réelle.	101
Figure 62 : Fonction de transfert estimée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 1 et l'accéléromètre pour le système contrôlé (excitation par la base).	102
Figure 63 : Fonction de transfert estimée par l'algorithme RFP et mesurée entre le capteur 2 et l'accéléromètre pour le système contrôlé (excitation par la base).	102
Figure 64 : Fonction de transfert linéaire, entre l'accéléromètre de référence et le capteur piézoélectrique 1, pour le système non contrôlé et contrôlé.	103
Figure 65 : Dommages modaux pour les trois composants électroniques et dommage moyenné sur la carte électronique avec patches piézoélectriques contrôlée.	105
Figure 66 : Durées de vie des composants électroniques pour la carte initiale et pour la carte contrôlée.	106
Figure 67 : Introduction de la variation des paramètres modaux dans le modèle de la structure.	106
Figure 68 : Carte électronique et boucle de contrôle avec les notations usuelles.	107
Figure 69 : Modèle de la carte électronique (A,B,C,G) et boucle de contrôle avec les notations usuelles.	107
Figure 70 : Influence d'une augmentation des fréquences de la structure sur la fonction de transfert du système contrôlé, traduisant les performances du contrôleur.	108
Figure 71 : Influence d'une diminution des fréquences de la structure sur les performances du contrôleur.	109
Figure 72 : Influence d'une diminution de l'amortissement de la structure sur les performances du contrôle.	110
Figure 73 : Influence d'une diminution du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur.	111
Figure 74 : Influence d'une augmentation du coefficient de couplage électromécanique généralisé sur les performances du contrôleur.	111
Figure 75 : Fonction de transfert expérimentale du système excité par la base pour les niveaux d'excitation 1,5 et 10g _{rms} , à un couple de serrage de 1 Nm, zoom sur les 3 ^{ème} et 4 ^{ème} modes.	113
Figure 76 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par la base pour les niveaux d'excitation 1,5 et 10g _{rms} , à un couple de serrage de 5 Nm, zoom sur les 3 ^{ème} et 4 ^{ème} modes.	113
Figure 77 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par l'actionneur piézoélectrique pour quatre tensions d'alimentation différentes, 60, 300, 600 et 800V, zoom sur le 4 ^{ème} mode.	114
Figure 78 : Fonction de transfert expérimentale du système non contrôlé, excité par la base pour différentes conditions aux limites.	115
Figure 79 : Principe du contrôle semi-adaptatif en temps différé.	116
Figure 80 : Fenêtre temporelle nécessaire à l'identification.	117
Figure 81 : Fonction de transfert initiale et dans le cas d'une variation fréquentielle.	117
Figure 82 : Fonction de transfert du système non contrôlé et contrôlé avec le contrôleur nominal et réactualisé (réactualisation complète : modèle d'état et gains K et L).	118
Figure 83 : Commande avec le contrôleur nominal et réactualisé.	119
Figure 84 : Modification du couple de serrage sur les trois colonnettes de 1 à 5Nm.	119
Figure 85 : Influence de la variation du couple de serrage sur la FRF du système.	120
Figure 86 : Fonctions de transfert numériques de la structure non contrôlée, contrôlée avec le contrôleur nominal et le contrôleur réactualisé.	122
Figure 87 : Influence de la réactualisation fréquentielle sur les performances expérimentales du contrôleur sur les modes 3 et 4 fortement pondérés par le contrôleur.	123
Figure 88 : Tension de commande du contrôleur réactualisé et initial.	123

Figure 89 : Influence de la réactualisation fréquentielle sur les performances expérimentales du contrôleur sur les modes 5 et 6 faiblement pondérés par le contrôleur.....	124
Figure 90 : Variation de la fonction de transfert (5.14) pour le mode 4 du système ($i = 4$) en fonction de la valeur de la résistance R aux bornes de l'actionneur piézoélectrique.....	129
Figure 91 : Influence de la variation du coefficient de couplage sur les performances du contrôleur.....	131
Figure 92 : Réduction en décibels pour le mode 4 via le système SSDI en fonction du coefficient de couplage variant de 0 à 10%.	132
Figure 93 : Simulation du contrôle SSDI appliqué à la carte électronique MBDA, inversion réalisée aux extremums de la tension du transducteur piézoélectrique.....	133
Figure 94 : Application du contrôle SSDI modal à la carte électronique MBDA, sans contrôleur actif.	134
Figure 95 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 4 ^{ième} mode.....	135
Figure 96 : Tension aux bornes du transducteur initiale, inversée aux extremums du déplacement modal du mode 4, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s.	135
Figure 97 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 3 ^{ième} mode.....	136
Figure 98 : Tension aux bornes du transducteur initial, inversée aux extremums du déplacement modal du mode 3, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s avant la stabilisation du système, en régime transitoire.	136
Figure 99 : Application du contrôle semi-actif à la carte électronique MBDA, inversion aux extremums du déplacement modal du 5 ^{ième} mode.....	138
Figure 100: Tension aux bornes du transducteur initiale et inversée aux extremums du déplacement modal du mode 5, zoom sur l'intervalle 0.6 à 0.65s.	138

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Equations de couplage électromécanique.....	30
Tableau 2 : Notations utilisées dans le Tableau 1.	30
Tableau 3 : Equipement expérimental de la boucle de contrôle.....	68
Tableau 4 : Caractéristiques des composants électroniques et de leur connexion (données MBDA).	70
Tableau 5 : Fréquences propres mesurées et numériques / facteurs d'amortissement modaux mesurés pour la carte électronique sans composants de contrôle.	71
Tableau 6 : Dommages numériques des composants électroniques pour la carte initiale sans composants de contrôle.....	73
Tableau 7 : Dommages normalisés des composants électroniques et dommages moyennés sur la carte électronique initiale sans composants de contrôle.	74
Tableau 8 : Durée de vie des composants électroniques pour la carte initiale sans composants de contrôle.	75
Tableau 9 : Comparaison entre les fréquences mesurées et simulées de la carte électronique MBDA sans composants de contrôle.	79
Tableau 10 : Coordonnées des patches piézoélectriques à la surface de la carte électronique.	83
Tableau 11 : Dommages numériques des composants électroniques de la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.....	84
Tableau 12 : Variation relative du dommage entre la carte initiale et la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.....	84
Tableau 13 : Durée de vie des composants électroniques de la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.....	84
Tableau 14 : Dommages normalisés des composants électroniques et dommages moyennés sur la carte dotée des patches piézoélectriques mais non contrôlée activement.....	85
Tableau 15 : Fréquences et facteurs d'amortissement modaux identifiés par RFP à partir du capteur piézoélectrique 2 pour le système non contrôlé excité à $1 g_{rms}$, avec un couple de serrage de 1Nm sur les colonnettes supports.	89
Tableau 16 : Céramique et type de conditionnement.....	90
Tableau 17 : Matrices actionneur et capteurs.....	92
Tableau 18 : Matrice L des gains de l'observateur.....	95
Tableau 19 : Pondérations Q, gain de contrôle K et d'observation L obtenus à l'aide de l'algorithme LQG.....	97
Tableau 20 : Fréquences et facteurs d'amortissement modaux du système contrôlé, identifiés par l'algorithme RFP, à partir des deux capteurs piézoélectriques.....	102
Tableau 21 : Dommages numériques des composants électroniques pour la carte avec patches piézoélectriques contrôlée.....	104
Tableau 22 : Variation relative du dommage numérique entre la carte avec patches piézoélectriques non contrôlée et contrôlée.....	104
Tableau 23 : Dommages normalisés des composants électroniques sur la carte contrôlée avec patches piézoélectriques et dommages moyennés.....	104

Tableau 24 : Durée de vie des composants électroniques pour la carte avec patches piézoélectriques contrôlée.....	105
Tableau 25 : Paramètres modaux identifiés à l'aide des algorithmes N4SID et RFP.	121
Tableau 26 : Evaluation des performances du <i>R shunt</i> appliqué au mode 4 ($i = 4$).	129
Tableau 27 : Evaluation des performances du <i>RL shunt</i> appliqué au mode 4 ($i = 4$)..	130
Tableau 28 : Evaluation des performances du SSDI appliqué au mode 4 ($i = 4$).....	131

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Applications du Contrôle Actif à la Réduction des Bruits et Vibrations. *Recueil de conférences CETIM*, 1995, 358 p.
- [2] Sudant, R., Dessendier, P., Invest On Active Control, Applied Research 2004, MBDA France, 2005, 78 p.
- [3] Sudant, R., Dessendier, P., Note de calcul CIRVIBE sur démonstrateur avec corrélations calculs / essais, PEA / Composants, MBDA France, 2005, 58 p.
- [4] Steinberg, D. S., Vibration Analysis for Electronic Equipment, 2nd ed., John Wiley, New York, 1988, 414 p.
- [5] Starr, J., What Results from Vibrating Electronic Systems? *COTS Journals*, 2002, vol. 4, p. 37-42.
- [6] Starr, J., Vibration Screening Custom Tailored for Electronics. *COTS Journals*, 2003, vol. 5, p. 43-48.
- [7] Starr, J., JCAA/JG-PP Lead-Free Solder Project: Vibration Test, Solder Comparison by Component Level Life-Use Analysis, CirVibe Inc, 2006, 25 p.
- [8] Woodrow, T. A., Modelling of the JCAA/JG-PP Lead-Free Solder Project Vibration Test Data, *IPC/JEDEC Global Conference on Lead Free Reliability & Reliability Testing*, April 10-11, Boston, USA, 2007, 24 p.
- [9] Zhou, Y., Dasgupa A. JCAA/JG-PP Lead-Free Solder Project: Test Results, Vibration Durability Investigation for SAC and SnPb Solder, CALCE, 2006, 20 p.
- [10] Dehbi, A., Ousten, Y., Danto, Y. et al., Vibration Lifetime Modelling of PCB Assemblies using Steinberg Model. *Microelectronics Reliability*, 2005, vol. 45, n°9-11, p. 1658-1661.
- [11] Zhu, X., Qu, B., Wang J., Mechanical Test and Analysis on Reliability of Lead-free BGA Assembly. *Proc. of the 6th International Conference on Electronic Packaging Technology IEEE*, 30 aout-2 sept., Shenzen, China, 2005, p. 498-502.

- [12] Luan, J. E., Tee, L. Y., Zhang, X., Hussab E., Solder Joint Failure modes, Mechanisms, and Life Prediction Models of IC Packages under Board Level Drop Impact, *2005 6th International Conference on Electronics Packaging Technology*, 2005, p. 382-388.
- [13] Nelson, P. A. and Elliott S. J., Active Control of Sound, *Academic Press*, 1992, 436 p.
- [14] Fuller, C. R., Elliott, S. J., Nelson, P. A., Active Control of Vibration, *Academic Press*, 1996, 332 p.
- [15] Veilleux, E.D., Vibration Control of Printed-Circuit Boards in a Dynamic Environment, *IEEE Trans Parts Mater Packag*, 1970, vol. PMP-6, n°3, p. 100-105.
- [16] Preumont, A., Vibration Control of Active Structures: An introduction, second ed., Kluwer Academic, Dordrecht, 2002, 396 p.
- [17] Hurlebaus, S., Gaul, L., Smart structure dynamics, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2006, vol. 20, n°2, p. 255-281.
- [18] Kerber, F., Hurlebaus, S., Beadle, B.M., et al., Control concepts for an active vibration isolation system, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2007, vol. 21, n°8, p. 3042-3059.
- [19] Barnes, E. R., Necessary and sufficient optimality conditions for a class of distributed parameter control systems, *S.I.A.M. Journal on Control*, 1971, vol. 9, n°1, p. 62-82.
- [20] Meirovitch, L., Baruh, H., Oz H., A comparison of control techniques for large flexible systems, *A.I.A.A. Journal Guidance and Control*, 1983, vol. 6, n°4, p. 302-310.
- [21] Soong, T. T., Chang, J. C. H., Active vibration control of large flexible structures. *The Shock and Vibration Bulletin*, 1982, vol. 52, n°4, p. 47-54.
- [22] Balas, M. J., Active control of flexible systems, *Journal of Optimization Theory and Applications*, 1978, vol. 25, n°3, p. 415-436.
- [23] Mei, C., Mace B.R. Reduction of control spillover in active vibration control of distributed structures using multioptimal schemes, *Journal of Sound and Vibration*, 2002, vol. 251, n°1, p. 184-192.
- [24] Meirovitch, L., Baruh, H., Implementation of Modal Filters For Control Of Structures, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 1985, vol. 8, n°6, p. 707-716.

- [25] Gaudiller, L., Der Hagopian, J., Active control of flexible structures using a minimum number of components, *Journal of Sound and Vibration*, 1996, vol. 193, n°3, p. 713-741.
- [26] Doyle, J. C., Glover, K., Pramod, P. et al, State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1989, vol. 34, n°8, p. 831-847.
- [27] Glover, K., Doyle, J.C., State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H norm bound and relations to risk sensitivity. *Systems & Control Letters*, 1988, vol. 11, n°3, p. 167-172.
- [28] Jeanneau, M., Alazard D., Mouyon P., A Semi adaptive Frequency Control Law for Flexible Structures. Proc. of the American Control Conference, 2-4 juin, Portland (OR), USA, 1999, 6 p.
- [29] Bochart, S., Contrôle actif par composants piézo-électriques de structures souples en grands déplacements, Thèse LDMS, Lyon : INSA de Lyon, 2002, 213 p.
- [30] Gaudiller, L., Bochart, S., Adaptive active control of flexible structures subjected to rigid body displacements, *Journal of Sound and Vibration*, 2005, vol. 283, n°1-2, p. 311-339.
- [31] Takanashi, H., Adachi, S., Wahui, S., Independent Modal Control System Design Method via Modal Matrix Identification Based on Subspace Method. *JSME International Journal, Series C: Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, 2003, vol. 46, n°3, p. 841-847.
- [32] Rémond, D., Neyrand, J., Aridon, G., and Dufour, R., On the improved use of Chebyshev expansion for mechanical system identification, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2008, vol. 22, n°2, p. 390-407.
- [33] Larimore, W., Canonical variate analysis in identification, filtering and adaptive control, *Processing of the 29th Conference on Decision and Control*, Hawai, December 1990, p. 596-604.
- [34] Van Overschee, P., De Moor, B., N4SID: Numerical algorithms for state space subspace system identification, 1994, 254 p.
- [35] Malhis, M., Contrôle actif modal flou des rotors flexibles par plan d'action piézoélectrique, Thèse LDMS, Lyon : INSA de Lyon, 2002, 124 p.
- [36] Zadeh, L. A., Fuzzy sets, *Information and Control*, 1965, n°8, p. 338-353.
- [37] Zadeh, L. A., Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes, *IEEE Transactions on Systems, man, and Cybernetics*, 1973, n°3, p. 28-44.

- [38] Mamdani, E. H., Application of fuzzy algorithms for a single dynamic plant, *Proceeding of the IEEE*, 1974, n°12, p. 1585-1588.
- [39] Sharma, Manu, Singh, S.P., Sachdeva, B.L., Fuzzy logic based modal space control of a cantilevered beam instrumented with piezoelectric patches, *Smart Materials and Structures*, 2005, vol. 14, n°5, p. 1017-1024.
- [40] Malhis, M., Gaudiller, L., Der Hagopian, J., Fuzzy modal active control of flexible structures, *JVC/Journal of Vibration and Control*, 2005, vol. 11, n°1, p. 67-88.
- [41] Matichard, F., Gaudiller, L., Improvement of potential energy exchange using nonlinear control, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM*, vol. 1, *Proceedings of the 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, AIM 2005*, 2005, p. 807-812
- [42] Gaudiller, L., Matichard, F., A nonlinear method for improving the active control efficiency of smart structures subjected to rigid body motions *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2007, vol. 12, n°5, p. 542-548
- [43] Matichard, F., Gaudiller, L., Optimal Kinetic Energy Dissipation Using a Fuzzy Modal Method, *EURODYN 2005, Sixth European Conference on Structural Dynamics*. Paris, France, 2005-09-04-2005-09-07, p. 1-5.
- [44] Areias Trindade, M., Contrôle Hybride Actif-Passif des Vibrations de Structures par des Matériaux Piézoélectriques et Viscoélastiques : Poutres Sandwich Multicouches Intelligentes. Thèse Mécanique. Paris : Conservatoire National des Arts et Métiers, 2000, 204 p.
- [45] De Marneffe, B., Active and Passive Vibration Isolation and Damping via Shunted Transducers. Thèse Sciences de l'Ingénieur. Bruxelles: Université Libre de Bruxelles, 2007, 148 p.
- [46] Faiz, A., Amortissement vibratoire et anachoisme par traitement non-linéaire d'éléments piézoélectriques. Thèse Génie électrique. Lyon : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2006, 155 p.
- [47] Clark, William W., Vibration control with state-switched piezoelectric materials, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000, vol. 11, n°4, p. 263-271.
- [48] Richard, C., Guyomar, D., Audigier, D., Ching, G., Semi-passive damping using continuous switching of a piezoelectric device, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, 1999, vol. 3672, p. 104-111.
- [49] Richard, C., Guyomar, D., Audigier, D., Bassaler, H., Enhanced semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device on an inductor,

Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2000, vol. 3989, p. 288-299.

- [50] Patch, S. D., Athans, M., Control Handbook, Chapitre MIMO Frequency Response Analysis and the Singular value Decomposition. CRC Press, Cambridge, Prentice Hall, 1989.
- [51] De Moor, B., Vandewalle, J., Moonen, M., Vandenberghe, L., Van Mieghem, P., Geometrical strategy for the identification of state space models of linear multivariable systems with singular value decomposition, *IFAC Proceedings Series*, 1989, vol. 1, n°8, p. 493-497.
- [52] Larimore, Wallace E., SYSTEM IDENTIFICATION, REDUCED-ORDER FILTERING AND MODELING VIA CANONICAL VARIATE ANALYSIS., *Proceedings of the American Control Conference*, 1983, vol. 2, p. 445-451.
- [53] Sharma, M., Singh, S.P., Sachdeva, B.L., Modal control of a plate using a fuzzy logic controller, *Smart Materials and Structures*, 2007, vol. 16, n°4, p. 1331-1341.
- [54] Shimon, P., Richer, E., Hurmuzlu, Y., Theoretical and experimental study of efficient control of vibrations in a clamped square plate, *Journal of Sound and Vibration*, 2005, vol. 282, n°1-2, p. 453-473.
- [55] Qiu, Z., Zhang, X., Wu, H. et al., Optimal placement and active vibration control for piezoelectric smart flexible cantilever plate, *Journal of Sound and Vibration*, 2007, vol. 301, n°3-5, p. 521-543.
- [56] Esser, B., Huston, D., Active mass damping of electronic circuit boards, *Journal of Sound and Vibration*, 2004, vol. 277, n°1-2, p. 419-428.
- [57] Richardson, Mark, H., Formenti David L., Parameter Estimation from Frequency Response Measurements using Rational Fraction Polynomials, *Proceedings of the International Modal Analysis Conference & Exhibit*, 1982, p. 167-181.
- [58] Takanashi, H., Adachi, S., Wakui, S., Independant modal control system design method via modal matrix estimation based on subspace method, *JSME International Journal, Series C: Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, 2003, vol. 46, n°3, p. 841-847.
- [59] Legrain, I., Petitjean, B., Evaluation de céramiques électrostrictives en vue d'une utilisation en tant qu'actionneur dans le domaine du contrôle actif. Rapport ONERA TP 1998-52 : 4^{ème} colloque du GDR Vibroacoustique, Nevers, 1998, n°149, p. 227-241.
- [60] Hejun, D., Min, H., Jin, X., Shih-Fu, L., Control of an electrostrictive actuator using Newton's method. *Precision Engineering*, 2005, vol. 29, n°3, p. 375-380.

- [61] Marioni, M. A., O'Handley, R.C., Allen, S.M., The ferromagnetic shape-memory effect in Ni-Mn-Ga. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 290-291 PART 1, 2005, *Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia - JEMS' 04*, p. 35-41.
- [62] Cheng, V., Taya, M., Lee, J. K., Kusaka, M., Wada, T., Design of torque actuator based on ferromagnetic shape memory alloy composite, *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, vol. 5390, *Smart Structures and Materials 2004 - Smart Structures and Integrated Systems*, 2004, p. 309-316.
- [63] Seung-Eek Eagle, P., Wesley, H., High performance single crystal piezoelectrics: applications and issues. *Current opinion in solid state & materials science* ISSN 1359-0286, 2002, vol. 6, n°1, p. 11-18.
- [64] Sebald, G., Nouveaux monocristaux à forte conversion piézoélectrique : croissance, modélisation et caractérisation. Thèse LGEF, Lyon : INSA de Lyon, 2004, 177 p.
- [65] Enab, T., Lagache, M., Pastor, J., Vigier, Y., Prévission des performances d'une structure à inserts composites piézoélectriques, *16^{ème} congrès français de mécanique*, Nice, 2003, 6 p.
- [66] Matsumoto, E., Biwa, S., Katsumi, K., Omoto, Y., Iguchi, K., Shibata, T., Surface strain sensing with polymer piezoelectric film. *NDT and E International*, January, 2004, vol. 37, n°1, p. 57-64.
- [67] Preumont, A., Francois, A., De Man, P., Loix, N., Henriouille K., Distributed sensors with piezoelectric films in design of spatial filters for structural control. *Journal of Sound and Vibration*, 2005, vol. 282, n°3-5, p. 701-712.
- [68] Dréant, E., Schacher, L., Bauer, F., Addolphe, D., Essais d'emploi d'un capteur polymère piézoélectrique en vue d'évaluer les contraintes transmises dans le revêtement des sièges automobiles, XVII^e Congrès Français de mécanique, Troyes, France, 29 Août-2 Septembre, 2005, n°834.
- [69] Yakhou, K., Validation expérimentale d'un modèle dynamique global de boîte de vitesse automobile, Thèse doctorat : Mécanique : Villeurbanne, INSA : 1999, 202 p.
- [70] Liu, Y.C, Yang, S.M., Vibration control experiment of a slewing flexible beam. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of the ASME*, 1995, vol. 117, n°3, p. 432-434.
- [71] Azvine, B., Tomlinson, G. R., Wynne, R. J. et al, Vibration control via active damping, 1993.
- [72] Tani, J., Takahashi, F., Ueda, H., Active control of vibrating beam. *10th International Symposium on Space Technology and Science*, Sapporo, 1988, vol. 1, p. 571-576.

- [73] Baz, A. M., Static deflection control of flexible beams by piezoelectric actuators. *Rapport technique NASA-CR-179947*, The Catholic University of America, Washington D.C., 1986.
- [74] Preumont, A., De Marneffe, B., Deraemaeker, A. et al., The damping of a truss structure with a piezoelectric transducer, *Computers and Structures*, 2008, vol. 86, n°3-5, p. 227-239.
- [75] Piefort V., Finite Element modelling of Piezoelectric Active Structure. Thèse en Mécanique, Université libre de Bruxelles, Belgique, 2001, 126 p.
- [76] Matichard, F., Contrôle actif non linéaire de smart structures multicorps soumises à des mouvements d'ensemble, Thèse LDMS, Lyon : INSA de Lyon, 2006, 266 p.
- [77] Porfiri, M., Maurini, C., Pouget, J., Identification of electromechanical modal parameters of linear piezoelectric structures, *Smart Materials and Structures*, 2007, vol. 16, n°2, p 323-331.
- [78] Kollár, I., Franklin, G.F., Pintelon R., On the Equivalence of z-domain and s-domain Models in System Identification, *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 1996, vol. 1, p. 14-19.
- [79] Welch, P.D., The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectral: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms, *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, 1967, vol. AU-15, p. 70-73.
- [80] Kelly, L. G., *Handécibelsook of Numerical Methods and Applications*, Chapter 5 Curve Fitting and Data Smoothing, Addison – Wesley Pub.Inc., 1967.
- [81] Sudant, R., Dessendier, Ph., Note de calcul CIRVIBE sur démonstrateur avec corrélations calculs / essais, PEA / Composants, MBDA France, 2005, 58 p.
- [82] Baz, A., Poh, S., Performance of an active control system with piezoelectric actuators. *Journal of Sound and Vibration*, 1988, vol. 126, n°2, p. 327-343.
- [83] Baz, A., Poh, S., Studer P., Modified independent modal space control method for active control of flexible systems, *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Mechanical Engineering Science*, 1989, vol. 203, n°2, p. 103-112.
- [84] Gaudiller, L., Matichard, F., A Non linear method for improving the active control efficiency of smart structures subjected to rigid body motions, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2007, vol. 12, n°5, p. 542-548.
- [85] Hac, A., Liu, L., Sensor and actuator location in motion control of flexible structures, *Journal of Sound and Vibration*, 1993, vol. 167, n°2, p. 239-261.

- [86] Wang J., Shepard, Jr., W., Steve, William Keith, A. et al, Active vibration control of a plate-like structure with discontinuous boundary conditions, *Smart Materials and Structures*, 2006, vol. 15, n°3, p. N51-N60.
- [87] Richardson Mark, H., Formenti David, L., Gobal Curve Fitting Frequency Response Measurements using the Rational Fraction Ploynomial Method, *Proceedings of the International Modal Analysis Conference & Exhibit*, 1985, vol. 1, p. 390-397.
- [88] Corr Lawrence, R., Clark William, W., A novel semi-active multi-modal vibration control law for a piezoceramic actuator, *Journal of Vibration and Acoustics, Transactions of the ASME*, 2003, vol. 125, n°2, p. 214-222.
- [89] Guyomar D., Badel A., Nonlinear semi-passive multimodal vibration damping: An efficient probabilistic approach, *Journal of Sound and Vibration*, 2006, vol. 294, n°1-2, p. 249-268.
- [90] Hagood, N. W., Von Flotow, A. Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. *Journal of Sound and Vibration*, 1991, vol. 146, n°2, p. 243-268.
- [91] Matichard, F., Contrôle Actif Non Linéaire de Smart Structures Multicorps Soumises à des Mouvements d'Ensemble, Thèse Mécanique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2006, 267 p.
- [92] Sudant, R., Dessendier, Ph., Note de calcul CIRVIBE sur démonstrateur avec corrélations calculs / essais, PEA / Composants, MBDA France, 2005, 58 p.
- [93] Milton Miner, A., Cumulative Damage in Fatigue, *Journal of Applied Mechanics*, 1945, vol. 12, n°3, p. A159-A164.
- [94] Wada, S., Saito, A., Hoshina, T., Kakemoto H., Tsurumi T., Moriyoshi C., Kuroiwa Y. Growth of lithium doped silver niobate single crystals and their piezoelectric properties. *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1: Regular Papers and Short Notes and Review Papers*, 2006, vol. 45, n°9 B, p. 7389-7396.
- [95] Harari, S., Richard, C., Gaudiller, L., Multimodal Control of Smart Structures based on semi passive techniques and Modal observer, *Movic 2008*, Munich, Germany September 15-18, 2008.
- [96] Chomette, B., Chesne, S., Remond, D., Gaudiller, L., Vibration damage reduction of on-board electronic boards using modal active control, *CIMTEC, 3rd Conference Smart materials structures system*, June 8-13, 2008, Acireale, Italy.
- [97] Chomette, B., Chesne, S., Remond, D., Gaudiller, L., Contrôle actif modal de cartes électroniques embarquées – Réduction du dommage et augmentation de la durée de vie, *ASTELAB 2008*, September 30 - October 2, 2008, Paris, France.

- [98] Chomette, B., Remond, D., Chesne, S., Gaudiller, L., Robustness improvement of modal active control on on-board electronic boards using inline identification method, *CIMTEC, 3rd Conference Smart materials structures systems*, June 8-13, 2008, Acireale, Italy.
- [99] Chomette, B., Remond, D., Chesne, S., Gaudiller, L., Contrôle semi adaptatif de cartes électroniques embarquées à l'aide de méthodes d'identification fréquentielle, *ASTELAB 2008*, September 30 - October 2, 2008, Paris, France.
- [100] Chomette, B., Rémond, D., Chesné, S., Gaudiller, L., De l'intérêt de l'identification dans le contrôle actif modal de structures – Influence de la variation des paramètres modaux sur les performances et le coût énergétique du contrôleur, *Journées du GT Identification du GdR MACS, ENSAM*, 13 Mar 2008, Paris France.
- [101] B. Chomette, D. Rémond, S. Chesné, L. Gaudiller, Semi-adaptive modal control of on-board electronic boards using identification method, *Smart Material and Structures*, 2008, vol 17, 8p.