

7.12	Principe de la méthode TLM (<i>Transmission Line Modelling</i>)	66
7.13	Résistance électrique mesurée en fonction de la distance entre les zones de contact	67
7.14	Vue numérique du porte-échantillon pour l'application de la méthode TLM	68
8.1	Etude du contrôle d'une poutre élancée	72
8.2	Lieu d'Evans de la poutre élancée.	73
8.3	Suspension simple	74
8.4	Evolution de la fonction de transfert pour différentes valeurs de $\xi = \frac{C}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{MK}\right)}$	74
8.5	Architecture de la stratégie leFF	75
8.6	Micro-suspension active	76
8.7	Suspension piézocomposite interfacée électriquement	77
8.8	Performances en isolation vibratoire statique	77
8.9	Mesure accélérométrique (en l'absence d'actionnement)	78
8.10	Transmissibilité de la suspension passive	79
8.11	Configuration du montage expérimental pour les essais en boucle fermée	79
8.12	Schéma électrique du système en boucle fermée.	80
8.13	Amplitude des fonctions de transfert expérimentales	80
8.14	Paramètres de conception de la géométrie du dispositif (1/4 de la structure).	81
8.15	Fonctions de transfert de la transmissibilité	85
8.16	Fonctions de transfert entre la sollicitation sismique et la tension de contrôle	85
8.17	Fonctions de transfert entre la sollicitation sismique et le déplacement relatif	86
8.18	Architecture d'identification	87
8.19	Fonction de transfert entre le signal d'actionnement et la vitesse	88
8.20	Ratio de non-linéarité expérimental en fonction de l'amplitude de tension	88
8.21	Comparaison des rapports de fréquence de saut	89
8.22	FRF du déplacement de la poutre pour différentes amplitudes de tension	90
8.23	Diagrammes de phase du déplacement de la poutre	90
8.24	Courbes amplitude/fréquence normalisée de la poutre piézocomposite	91
8.25	Architecture de contrôle.	91
8.26	Diagrammes de Bode du déplacement relatif à 50 g	93
8.27	Tension de contrôle en fonction de la fréquence d'excitation à 50 g	94
8.28	Déflexion normalisée en fonction du gain de contrôle	95
8.29	Rapport $f_{Nonlinear}/f_{Linear}$ en fonction du gain de contrôle	95
9.1	Exemples de modes de cisaillement d'épaisseur d'un oscillateur à quartz	98
9.2	Géométrie d'un résonateur à quartz (coupe AT, 50 MHz)	100

9.3	Comparaison de la variation de fréquence en fonction de la température	100
9.4	Courbes fréquence-Température avec θ paramétré	101
9.5	Courbe fréquence-température d'un résonateur à quartz plan de coupe SC	102
9.6	Courbes fréquence-température théoriques d'un résonateur plan de coupe SC	102
9.7	Evolution de l'inductance motionnelle en fonction de la température	102
9.8	Déformée du mode de résonance d'un résonateur SC convexe	103
9.9	Déformées des modes de résonance	103
9.10	Chargement dû à une accélération suivant la normale au résonateur	104
9.11	Variation de la fréquence fondamentale par rapport à l'amplitude d'accélération	105
9.12	Variation de la fréquence fondamentale par rapport à l'angle de sollicitation	106
9.13	Evolution de l'inductance motionnelle par rapport à l'accélération	107
9.14	Vue numérique d'un résonateur à quartz encapsulé	108
9.15	Poutre en fibres de carbone	110
9.16	Poutre coudées en fibres de verre	110
9.17	Plaque en fibres de verre	110
9.18	Nez de kart en fibres végétales	110
9.19	Carrosserie en fibres de carbone et fibres de verre	110
9.20	Arborescence simplifiée du produit "structure composite adaptative"	111
9.21	Architecture du système "structure composite adaptative"	111
10.1	Schéma d'une pile à combustible à membrane échangeuse de protons	113
10.2	Zoom sur la structure d'une GDL de type SGL 24 BC	115
10.3	Réponses à des compressions cycliques appliquées à des GDLs	116
10.4	Structure simplifiée de la GDL	117
10.5	Comparaison entre les données expérimentales et les résultats théoriques	120
10.6	Module de compression dynamique en fonction de la pré-contrainte statique	121
10.7	Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 AA	122
10.8	Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 BA	123
10.9	Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 BC	123
10.10	Flux de chaleur en fonction de la température	124
10.11	Evolution de la masse en fonction de la température	124
10.12	Modules de compression dynamique en fonction de la température	125
10.13	Résistivités dans le plan en fonction de la charge appliquée (Cotés GDL et MPL)	126
10.14	Résistivités de contact en fonction de la charge appliquée (Cotés GDL et MPL)	126
10.15	Evaluation de l'effet de la fréquence sur la résistivité de contact	127

11.1 Cycle "classique" de conception de produit 131

LISTE DES TABLEAUX

6.1	Comparaison des solutions d'optimisation obtenues	54
7.1	Caractéristiques de la machine d'essais de type DMA	60
8.1	Optimisation par intervalle - Résultats numériques	84
8.2	Comparaison des performances de contrôle	86
9.1	Comparaison d'inductances motionnelles expérimentales et théoriques	102
9.2	Sensibilité accélérométrique	104
9.3	Fréquence de travail et paramètres motionnels	107
10.1	Caractéristiques des trois références de GDLs étudiées	115
10.2	Valeurs de calibration	119
10.3	Paramètres λ , μ et porosités identifiées	119

INTRODUCTION

Dix années se sont écoulées depuis l'obtention de mon doctorat, dix années riches en rencontres et en expériences qui ont nourri mes recherches et m'ont permis de proposer des résultats originaux.

La dimension humaine fut prépondérante dans mon parcours. Ce sont les nombreuses discussions avec mes différents collègues professeurs des universités, maitres de conférences, ingénieurs, techniciens, doctorants, stagiaires ... mais également les échanges avec mes étudiants au cours de nos face-à-face pédagogiques qui ont fait mûrir ma réflexion et mes orientations. Les opportunités professionnelles et mes choix de vie personnels m'ont donné la chance de m'initier à différents champs thématiques tels que le contrôle vibratoire, la conception de références de fréquence, les thématiques liées aux structures couplées, la conception de sondes ultrasonores ou les systèmes de production d'énergie. Ce fut par ailleurs l'occasion de vivre différentes expériences de chercheur, tout d'abord, en tant que précaire dans les milieux universitaires (Doctorant et ATER) et industriels (CDD) puis en tant que titulaire (CDI et Maitre de Conférences).

Il est clair qu'une Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) est une étape particulière dans la vie d'un chercheur universitaire. Elle est l'occasion de faire un premier bilan approfondi de ses activités, de prendre du recul par rapport aux réussites et aux échecs et d'évaluer les potentiels de développement et de perspectives à moyen et long termes. Elle est également l'occasion de présenter dans leur ensemble à ses pairs les travaux menés pour montrer leur cohérence et leur intérêt.

Dans cette introduction, je commencerai par l'origine de mon positionnement thématique pour continuer sur les axes de recherche développés. Ensuite, je présenterai ma démarche de recherche pour terminer sur l'organisation de ce mémoire.

1.1/ ORIGINE DU POSITIONNEMENT THÉMATIQUE

Mes orientations thématiques trouvent naturellement leurs fondements dans mes premiers pas dans le domaine de la Recherche. C'est au cours de mes projets de fin d'études, de DEA et de doctorat que j'ai découvert la complexité des systèmes couplés via mes travaux sur les dispositifs de contrôle vibratoire actif à base de matériaux piézo-électriques. La nécessité d'employer des approches d'analyse et de résolution à la fois pluridisciplinaires et multiphysiques s'est naturellement développée et imposée tout au long de mon parcours. En effet, un système peut être complexe de différentes manières :

- par la nature des couplages physiques en jeu comme en piézoélectricité,

- par la complexité du matériau de construction comme pour les structures composites ou pour les couches de diffusion de gaz dans les piles à combustible,
- par la multiplicité des composants,
- par l'addition de différentes disciplines comme dans les systèmes mécaniques activement contrôlés.

Par ailleurs, ma formation d'ingénieur et mon travail doctoral avec la société SAGEM Défense et Sécurité ont fait naître une double culture scientifique à la fois universitaire et industrielle qui n'a fait que se développer au cours de mes différentes expériences professionnelles en entreprise et dans le milieu universitaire. Pour illustrer les différences de point de vue entre universitaires et industriels, je m'appuierai sur un aspect fondamental de la modélisation des systèmes complexes : la mise en oeuvre expérimentale du système afin d'alimenter les modèles en données d'entrée pertinentes. De manière générale, cet aspect est traité de façon tout à fait différente dans l'industrie et dans le monde universitaire. Dans l'industrie, les données expérimentales à disposition sont souvent issues des mesures de production (tests intermédiaires, tests d'acceptation du produit, ...). Le modèle est donc créé sans mise en place de tests dédiés. Dans le cadre universitaire, le modèle est souvent développé en premier. Des bancs d'essai spécifiques sont alors mis au point en liaison étroite avec les modèles de manière à les alimenter en données expérimentales pertinentes. Par conséquent, la différence d'approche expérimentale oriente inévitablement la démarche de modélisation du produit et la complexité du modèle obtenu.

C'est à ce titre que je me suis intéressé au positionnement de la mise en oeuvre expérimentale dans le cycle de modélisation. L'idée est de se placer dans une voie d'investigation intermédiaire entre pragmatisme économique et démarche universitaire.

Sur un plan purement disciplinaire, mes travaux sont à la jonction du génie mécanique, de la mécanique vibratoire, de la mécatronique orientée "matériaux intelligents" et de l'énergétique.

1.2/ AXES DE RECHERCHE

La figure 1.1 présente une synthèse de mes axes de recherche. L'axe central qui constitue la zone d'ancrage commune à l'ensemble de mes activités traite de la modélisation des systèmes complexes. Les modèles produits sont ensuite exploités à des fins d'analyse de phénomènes ou d'optimisation de systèmes. Dans cet ensemble se situent les outils et les méthodologies développés et mis en oeuvre. Ces recherches prennent appui sur trois domaines applicatifs principaux :

- *les systèmes de production d'énergie électrique embarqués* comme les systèmes à pile à combustible ou les batteries pour véhicules. L'objectif est de comprendre les phénomènes qui régissent le fonctionnement et le vieillissement de ces systèmes afin de développer des outils d'aide à la conception destinés aux intégrateurs, aux systémiers et aux fabricants de composants.
- *les structures composites et piézocomposites* comme les structures composites à base de fibres de carbone avec un réseau de transducteurs intégré dans la matière ou les résonateurs à quartz à onde de volume. L'idée est d'appréhender les mécanismes de couplage entre les différents éléments pour ensuite les optimiser.
- *l'amortissement et l'isolation vibratoires* comme dans le cadre des stratégies, actives ou passives, d'isolation vibratoire de composants électroniques. Le but est

de développer des structures opérationnelles et optimisées pour une application dédiée telle que l'amortissement d'un mode de structure parasite ou l'isolation vibratoire sur une gamme de fréquences.

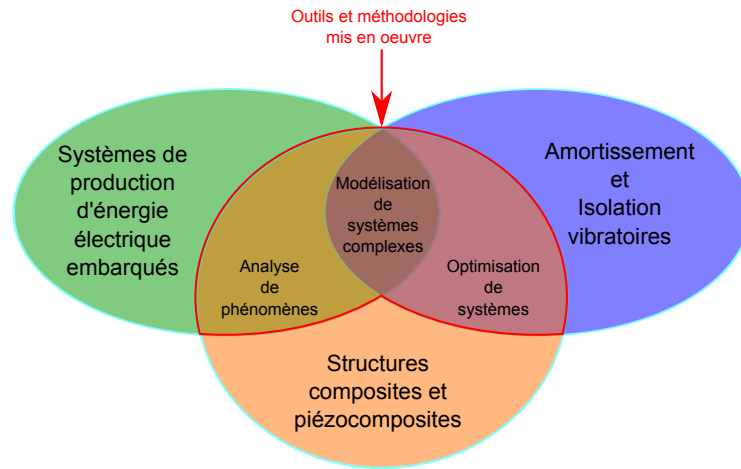


FIGURE 1.1 – Synthèse des axes de recherche

1.3/ DÉMARCHE DE RECHERCHE

Ma démarche de recherche s'appuie sur une approche de modélisation guidée de manière très intime par les processus physiques et leur experimentation. Le processus de modélisation de systèmes, décrit en figure 1.2 et développé dans mes travaux, est issu des recherches dans le domaine du génie logiciel de R.G. Sargent de l'Université de Syracuse (USA) [Sargent, 2005]. L'intérêt de ce processus est son côté relativement générique et surtout l'omniprésence des activités expérimentales. C'est pour moi l'élément fondamental de l'aboutissement à un modèle informatisé qui soit représentatif pour l'exploitation envisagée et qui présente une complexité maîtrisée.

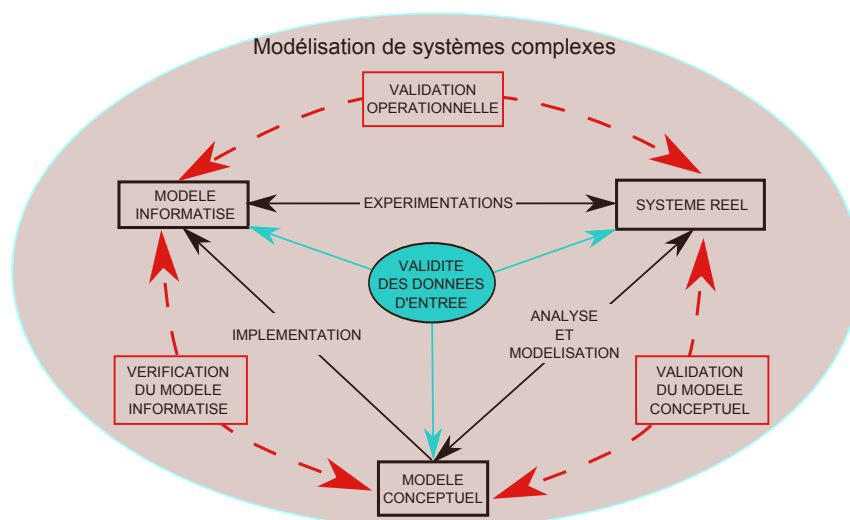


FIGURE 1.2 – Processus de modélisation d'un système complexe

Avant toutes choses, l'élément central de ce processus est la validité des données expérimentales d'entrée. Il faut en effet s'assurer que les données expérimentales nécessaires à la construction du modèle, à son évaluation et aux tests soient à disposition et soient correctes par rapport à l'application visée.

Le système réel constitue le système à étudier (une batterie, un dispositif à contrôler, ...). Ce système peut être "physiquement" à disposition mais également "virtuel" comme lors d'une phase de conception de produit. Le modèle conceptuel est la représentation mathématique du problème dans le cadre applicatif visé. Ce modèle est développé via une étape d'analyse et de modélisation. Il est à noter que cette étape est à double sens afin d'ajuster la complexité du modèle mathématique. En effet, c'est à ce niveau que se précisent les hypothèses de modélisation et le choix du modèle. Le modèle informatisé, quant à lui, représente le modèle conceptuel implémenté sur un ordinateur. Il peut s'agir d'une discrétisation du modèle conceptuel ou de l'implantation des équations de mouvement du système dans un logiciel de calcul formel. Cette étape est nommée implémentation. La dernière étape est constituée des expérimentations sur le système réel et sur le modèle informatisé. Elle est essentielle pour obtenir des données nécessaires à la validation du modèle. Nous pouvons également remarquer que cette étape est à double sens. Il est en effet possible de procéder à des expérimentations numériques qui miment le milieu opérationnel du système réel. Mais il est également envisageable de développer une expérimentation numérique spécifique pour pointer un paramètre et développer cette expérimentation sur le système réel.

A cet ensemble, il est nécessaire d'ajouter les processus de vérification et de validation de modèle. Ces processus sont matérialisés, sur la figure 1.2, par des flèches rouges à double sens. Ce double sens s'explique par la nécessité dans ces processus d'une comparaison entre données issues du système ou des modèles étudiés. L'étape de validation du modèle conceptuel doit permettre de définir si les hypothèses formulées et les théories appliquées sont correctes et si le modèle conceptuel est raisonnablement représentatif pour l'application envisagée. La vérification du modèle informatisé assure que la programmation et l'implémentation ont été faites correctement. La dernière étape est la validation opérationnelle. Cette validation détermine si le comportement du modèle développé possède une précision suffisante pour le domaine d'application envisagée.

Le développement d'un modèle numérique représentatif n'a d'intérêt que dans la perspective d'une démarche d'exploitation ou d'utilisation spécifique. Dans le cadre de mes travaux, il s'agit de l'analyse de phénomènes complexes ou de l'optimisation de systèmes. Dans le premier cas, cela consiste principalement à comprendre les phénomènes physiques mis en jeu, à étudier leur influence sur le système global pour ensuite définir des spécifications nécessaires dans le cadre d'une démarche de conception de système. Dans le second cas, il s'agit d'atteindre les performances optimales du système étudié via différentes stratégies d'optimisation. Il est en effet envisageable d'optimiser uniquement une fonction principale du système ou, au contraire, d'optimiser le système dans son ensemble via une approche systémique. Bien évidemment, chaque stratégie a ses avantages et ses inconvénients qui peuvent avoir une influence notable sur le modèle à développer comme, par exemple, pour l'optimisation systémique par approche CSP (*Constraints Satisfaction Problems*). Ces méthodes basent leur déroulement sur la prise en compte, dès les premiers pas, d'équations de contraintes décrivant les exigences d'optimisation. Elles permettent une optimisation rapide tout en conservant une vision physique du processus. Mais elles nécessitent de travailler à partir d'équations analytiques. Cela impose donc une contrainte supplémentaire dans l'étape "analyse et

modélisation" du processus de modélisation.

1.4/ ORGANISATION DE CE MÉMOIRE

Le présent document propose une vue d'ensemble de mes recherches. Il ne se veut pas une synthèse exhaustive de mes travaux. J'ai en effet fait le choix de mettre en avant les projets qui me semblent les plus représentatifs de mon activité.

Ce manuscrit débute par une présentation générale. J'ai ensuite divisé le document en trois parties.

La partie I est un bilan de mes activités. Mon curriculum-vitae, mes activités de recherche, une synthèse de mes encadrements ainsi que les actions pédagogiques auxquelles j'ai participé y sont regroupés. Cet ensemble est complété par deux chapitres présentant respectivement la liste de mes publications et de mes encadrements de jeunes chercheurs au niveau Master.

La partie II est constituée de trois chapitres (Chapitres 3, 4 et 5). Elle regroupe les outils et les méthodologies développés et mis en oeuvre. Le chapitre 3 est consacré à la modélisation de structures piézoélectriques. En fonction des objectifs des projets, différentes voies ont été explorées : modélisation linéaire par éléments finis, modélisation simplifiée par circuit équivalent et modélisation non-linéaire. Le chapitre 4 décrit comment exploiter les modèles développés pour effectuer une optimisation. Deux processus sont présentés là encore en fonction des objectifs et des attendus des études : une approche par indicateur sur une problématique ciblée et une approche plus générale par application de la méthode par satisfaction de contraintes (CSP). La modélisation reste un exercice complexe et délicat que seule la validation expérimentale permet de confirmer. Ainsi, le chapitre 5 présente quelques bancs d'essais et de mesures qu'il a été nécessaire de développer et de mettre en place pour orienter, confirmer ou valider des modélisations.

La partie III présente sur trois chapitres (Chapitres 6, 7 et 8) les applications pour lesquelles les outils et les méthodologies de la partie I ont été appliqués. Ce découpage correspond aux domaines applicatifs décrits en figure 1.1. Le chapitre 6 est consacré à l'amortissement et à l'isolation vibratoire qui constitue une continuité de mes activités de thèse sur les micro-suspensions actives. Le chapitre 7 traite des structures composites et piézocomposites, notamment de la modélisation des résonateurs à quartz à onde de volume et des structures composites adaptatives. Enfin, le chapitre 8 présente mes travaux les plus récents sur les systèmes de production d'énergie électrique embarqués et plus précisément sur les systèmes à pile à combustible. Dans chaque cas, les principaux résultats y sont repris, en faisant référence aux méthodes générales décrites dans la partie I.

Pour terminer, un chapitre de conclusions et de perspectives à long terme de mes travaux est proposé, suivi de la bibliographie générale.

I

BILAN D'ACTIVITÉS

CV ET RÉSUMÉ DE MES ACTIVITÉS

2.1/ CURRICULUM VITÆ

MEYER Yann

9, rue du Stand
25 110 Baume les Dames
Tél. : 06.87.57.68.49
Mèl : yann.meyer@gmail.com

36 ans
Né le 15 Février 1979 à Belfort (90)
Vie maritale, deux enfants
Nationalité : Française

FONCTIONS ACTUELLES _____

Depuis **Maître de Conférences**, Université de Technologie de *Belfort*
Septembre 2012 -*Montbéliard*, Laboratoire Mécatronique, Méthodes, Modèles et Mé-
tiers (IRTES-M3M).

PARCOURS PROFESSIONNEL _____

Novembre 2009 à **Ingénieur de Recherche**, Société IMASONIC, *Voray sur l'Ognon*,
Août 2012 **Conception** de sondes ultrasonores et **Expertise** en simulations
multiphysiques et en analyse expérimentale.

Septembre 2007 **Maitre de Conférences**, Institut Supérieur de Mécanique de *Paris*,
à Octobre 2009 Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes Mécaniques et des Maté-
riaux (LISMMA).

Septembre 2006 **Ingénieur de Recherche**, Société TEMEX, *Troyes*,
à Août 2007 **Responsabilité** des activités du BE mécanique et **Expertise** en
simulations multiphysiques et en analyse expérimentale.

Octobre 2005 à **ATER**, Institut National des Sciences Appliquées (INSA), *Lyon*,
Août 2006 Laboratoire de Dynamique des Machines et des Structures (LDMS)

Octobre 2002 à **Allocataire de Recherche DGA** (Direction Générale de
Septembre 2005 l'Armement) à l'Université de *Franche-Comté*.

FORMATION ET DIPLÔMES _____

- Novembre 2005 **Doctorat** en Sciences pour l'Ingénieur de l'Université de Franche-Comté obtenu avec la mention *Très honorable* (L'EDSPIM ne délivre plus de félicitations) le 29 Novembre 2005.
Titre : Contrôle actif de vibrations de micro-composants électroniques
Contrats de recherche avec la société SAGEM Défense et Sécurité et le laboratoire de céramique de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
Jury de thèse : **J. Pouget**, DR CNRS, Université de Versailles, *Président*. **R. Dufour**, PU, Insa Lyon, *Rapporteur*. **M. Ichchou**, MCF HDR, Centrale Lyon, *Rapporteur*. **M. Collet**, CR CNRS HDR, UFC. **P. Delobelle**, IR, UFC. **J.-C. Leroy**, IR, SAGEM Argenteuil. **P. Murralt**, Professeur titulaire EPFL, Lausanne.
- Septembre 2002 **Diplôme d'Etudes Approfondies** (DEA) en Optique, Mécanique et MicroSystèmes de l'Université de Franche-Comté, obtenu avec la mention *Bien* le 19 Septembre 2002.
Titre : Isolation active de micro-capteurs vibrants.
- Juin 2002 **Ingénieur**, Ecole Nationale Supérieure de Mécanique et des Micro-techniques (ENSM) de *Besançon*, Option : *Mécanique*.

SYNTHÈSE DES ACTIVITÉS SCIENTIFIQUES _____

- Publications** 10 articles de revue, 1 brevet d'invention, 14 conférences, 2 autres publications ;
- Encadrement** 3 thèses de doctorat (1 soutenue, 2 en cours), 10 stages de recherche, 10 projets de recherche, 1 ingénieur de recherche sous contrat.

2.2/ TRAVAUX DE THÈSE

Mes travaux de thèse ont été réalisés au département de Mécanique Appliquée de l'Institut Femto ST (UMR 6174) entre 2002 et 2005.

2.2.1/ RÉSUMÉ

La miniaturisation constante de composants électroniques, essentiels aux cartes de commande, tels que les générateurs de fréquence, les gyro-vibrants voire certains accéléromètres engendre la diminution de leur masse utile. Ces composants électroniques deviennent alors très sensibles aux sollicitations extérieures et perdent, de manière très importante, leur efficacité et la précision de leurs mesures. Deux approches peuvent être envisagées et mises en oeuvre afin de résoudre ce problème : la stabilisation interne active du composant [19] ou son isolation par rapport au support vibrant via différentes stratégies de contrôle [18, 20, 21].

L'étude effectuée au cours de ce doctorat [27] a conduit aux validations, théorique et expérimentale, de ces deux méthodes de contrôle sur des composants sensibles réels. De plus, l'extension du champ d'application d'un critère d'optimisation structurale de stratégies de contrôle par retour de force intégrée (IFF) au cas de stratégies de contrôle par retour direct de vitesse (DVF) a été effectuée via une méthode de pénalisation [9] [25]. Par ailleurs, une structure MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) d'isolation originale fondée sur une loi de contrôle utilisant une mesure mixte en accélération absolue et en déplacement relatif a été développée [8] et brevetée [11].

2.2.2/ VALORISATION

Mes recherches ont fait l'objet des publications suivantes :

- revues : [9, 8] ;
- brevet : [11] ;
- conférences internationales : [19, 18, 20, 21] ;
- conférence nationale : [25] ;
- mémoire de thèse : [27].

2.3/ TRAVAUX POST-DOCTORAUX

Dans cette partie, j'expose une synthèse des travaux de recherche que je mène depuis la fin de mon doctorat. Ces travaux portent sur la modélisation des systèmes complexes via une démarche centrée sur la mise en oeuvre expérimentale. Je présenterai donc un résumé des résultats obtenus et la valorisation de ces travaux.

2.3.1/ PRINCIPAUX RÉSULTATS OBTENUS

Les principaux résultats obtenus sont présentés selon les trois domaines applicatifs décrits sur la figure 1.1. Les porosités entre ces trois domaines sont nombreuses. Il est donc

parfois difficile de labelliser les différents projets traités. Le critère de tri est fondé sur le domaine principal de chaque projet.

Dans le domaine lié à *l'amortissement et à l'isolation vibratoires*, des travaux initiés au cours de mon doctorat sont prolongés. Le travail sur les structures actives MEMS s'est poursuivi par la modélisation non-linéaire de ces structures. Ces non-linéarités sont à la fois géométriques puisque la structure est bi-encastée et matérielles puisque le domaine de linéarité des couches piézoélectriques est très inférieur au domaine d'utilisation réel [5]. De manière relativement classique, les lois de contrôle sont développées, en première approche, sur une modélisation linéaire. Grâce à la modélisation développée, il est possible d'analyser l'influence des non-linéarités sur les performances des lois de contrôle développées et sur leur stabilité.

Le concept d'îlot d'isolation, initialement développé sur la base d'une boucle de rétroaction [15][4, 10], est étendu à des concepts passifs, actuellement plus adaptés aux contraintes industrielles. Des amortisseurs viscoélastiques, optimisés pour être isoraiders, ont été conçus. Ces dispositifs sont des composants essentiels de la gamme de produits militaires proposée par la compagnie RAKON. Un dispositif à câbles a également été conçu, caractérisé et développé pour la société EUROPA ELECTRONICS.

Le développement de procédures d'optimisation de structures actives a également été effectué. Il s'agit, en fonction des besoins, de proposer différentes démarches comme l'approche par un critère simple [6] ou l'approche CSP (*Constraints Satisfaction Problems*). Ces procédures ont été appliquées à un îlot d'isolation [3]. Il est possible de travailler par séquence en optimisant la structure passive [22], puis les transducteurs placés sur la structure pour obtenir le maximum d'effet sur le mode de vibration considéré [9] pour terminer en se focalisant sur le contrôleur. Il est également possible d'effectuer une optimisation du système complet [14]. Cet axe s'est développé grâce à **l'encadrement de la thèse de doctorat de Thierry Verdot, de cinq stages et de six projets de niveau Master.**

Plusieurs projets s'inscrivent dans le domaine applicatif *des structures composites et piezocomposites*. Par structure composite, j'entends bien sûr les structures constituées d'une matrice et de fibres mais également les structures à empilement de matériaux comme les résonateurs à onde de volume ou les structures MEMS.

Mon arrivée à l'UTBM a permis de relancer un programme scientifique visant à développer des briques technologiques pour l'intégration de réseaux de transducteurs (piézoélectriques, dans notre cas) dans la matière. Pour cela, je me suis appuyé sur les compétences internes dans le domaine de la fabrication de structures composites. Pour l'heure, ces fonctionnalités sont ajoutées à des structures existantes par collage ou par déposition. Pour aller plus en avant dans l'intégration des solutions, il est nécessaire que la brique « Intelligence » soit présente, dès la phase de conception, au cœur de la structure à laquelle on souhaite conférer des propriétés d'adaptabilité à son environnement. Pour ce faire, la mise au point du processus de fabrication des prototypes fonctionnels, la connaissance et la maîtrise des pertes de rendement énergétique du transducteur lors de son intégration dans le procédé de fabrication du composite [23] ainsi que l'évolution des performances de contrôle en fonction de l'environnement sont essentielles. Des prototypes à base de matériaux composites à fibres de verre ou de carbone ont été conçus et fabriqués. Des procédures de caractérisation des transducteurs, avant et après l'intégration, du composite et de la structure finale ont été développées.

Dans le cadre d'une collaboration avec la société RAKON (ex-TEMEX), un travail sur les sources de fréquence à hautes performances pour applications de défense et spatiales a été également initié. Ces sources de fréquence sont des oscillateurs basés sur l'exploitation d'un résonateur à quartz. Le résonateur est une lame de quartz à la cristallographie définie sur laquelle des électrodes de pilotage sont déposées. Cette lame est sensible aux sollicitations extérieures comme la pression, la température, les vibrations, ... Les temps de développement de prototypes étant longs, l'idée de valider les nouvelles conceptions sur un modèle numérique représentatif s'est imposée. Des modélisations prenant en compte différentes physiques et contraintes ont été développées, comparées et recalées par rapport aux mesures de production [2]. Les corrélations sont correctes pour effectuer des études comparatives entre modèles. L'encadrement **d'un stage et de quatre projets de niveau Master** a permis le développement de cet axe.

Les systèmes de production d'énergie électrique embarqués sont une des thématiques historiques du laboratoire IRTES-M3M de l'UTBM, notamment d'un point de vue fiabilité et durabilité vis à vis des contraintes vibro-climatiques rencontrées dans les transports. Pour aborder cette problématique, une démarche physico-fiabiliste développée au sein du laboratoire est déployée. Elle comprend quatre étapes. Une analyse fiabiliste initiale permet de soulever les modes de défaillance du système étudié. Puis, l'étude physique en simulation et vérification expérimentale est développée. Elle permet, par la suite, d'alimenter l'étude statistique. Enfin, l'élaboration et la mise en oeuvre de méthodes probabilistes de calcul est réalisable. Fort de mes expériences sur les systèmes complexes, j'ai intégré ce domaine applicatif en pleine expansion pour prendre en charge et superviser certaines études physiques. **Dans le cadre de la thèse de doctorat de Sophie Collong** portant sur la durée de vie des systèmes à piles à combustible, j'ai accompagné la mise en place de modèles "éléments finis" pour la préparation des essais vibratoires et pour la détermination des zones de fortes sollicitations.

La pile à combustible PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) pour application transport est un empilement de cellules élémentaires (coeur de pile + plaques bipolaires) comprimées entre deux plaques de serrage. Tous ces composants ont des formes variées et sont constitués de matériaux à propriétés mécaniques et physiques très différentes. Ces pièces sont soumises à l'humidité, à la température ainsi qu'à des charges statiques et dynamiques qui impactent fortement les contraintes mécaniques à l'intérieur du stack. Ce sont ces conditions locales du coeur de pile qui déterminent les performances électriques et la durée de vie de la pile. Un modèle thermo-mécanique 3D est développé depuis plusieurs années au sein de la plateforme technologique UTBM/CEA d'essais et d'études sur les systèmes à piles à combustible (FCeSys) pour prédire ces phénomènes. L'un des composants critiques, d'un point de vue mécanique et électrique, est la Couche de Diffusion de Gaz (GDL : Gas Diffusion Layer) qui est constituée d'un tissé de fibres de carbone, d'une imprégnation de PTFE et généralement d'une couche de protection (MPL, *MicroPorous Layer*). Un soin particulier est apporté à la partie caractérisation du comportement en compression [26] [12, 13] [1] afin d'identifier un modèle de comportement représentatif de la GDL implémentable dans le modèle numérique d'une pile à combustible. Cette démarche a donné lieu à l'encadrement **d'un ingénieur de recherche sous contrat et de quatre stages de niveau Master**.

Pour le cas des modules d'accumulateurs électrochimiques pour véhicules électriques, il s'agit de comprendre les phénomènes dominant le vieillissement des modules batterie soumis à des contraintes vibratoires. L'idée est de connaître l'impact des vibrations

mécaniques sur le vieillissement des assemblages de modules formés d'accumulateurs électrochimiques (perte de connexion électrique, augmentation de résistance électrique, tenue des cartes électroniques, tenue mécanique...) ainsi que l'impact des vibrations mécaniques sur le vieillissement des accumulateurs électrochimiques au sein d'un module. **Ces travaux font l'objet de la thèse de doctorat de Mariame El Hayani.**

2.3.2/ VALORISATION

Les travaux post-thèse ont donné lieu aux publications suivantes :

- revues : [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 10];
- conférences internationales : [12, 13, 14, 15, 16, 17];
- conférences nationales : [23, 22, 24];
- autre publication : [26].

2.4/ INSERTION DANS LES ÉQUIPES DE RECHERCHE

2.4.1/ ANIMATION DE LA RECHERCHE

Responsable scientifique des activités de caractérisations expérimentales et de modélisation multiphysique de l'équipe "Systèmes Mécaniques Adaptatifs" (SMA) du laboratoire IRTES-M3M.

Expert technique de la plateforme technologique UTBM/CEA d'essais et d'études sur les systèmes à piles à combustible (FCeCellSys).

2.4.2/ COLLABORATIONS SCIENTIFIQUES INTERNATIONALES ET NATIONALES EN COURS

Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Morelia, Michoacán, Mexique. *Thématique* : Vieillessement de matériaux fibreux. *Date de démarrage* : Octobre 2013.

Laboratoire d'Innovation pour les Technologies des Energies Nouvelles (CEA/LITEN), Grenoble. *Thématiques* : Caractérisation physico-mécanique de matériaux constitutifs de piles à combustible. Modélisation multiphysique des empilements de coeur de piles à combustible. Durabilité des batteries. *Date de démarrage* : Septembre 2012.

Laboratoire d'Intégration de Systèmes et des Technologies (CEA/LIST), Saclay. *Thématique* : Méthodes CSP pour la conception et l'optimisation des systèmes mécatroniques et micro-mécatroniques complexes. *Date de démarrage* : Juillet 2014.

Institut FEMTO ST Département de Mécanique Appliquée (FEMTO ST/DMA), Besançon. *Thématique* : Contrôle vibratoire de structures. *Date de démarrage* : Novembre 2005.

Institut Française des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des réseaux (IFSTTAR/COSYS/SATIE), Belfort. *Thématique* : Détermination des liens entre les propriétés des composants des piles à combustible et les performances globales du système. *Date de démarrage* : Février 2015.

Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne (LEC, UTC), Compiègne. *Thématique* : Méthodes CSP pour la conception et l'optimisation des systèmes mécatroniques et micro-mécatroniques complexes. *Date de démarrage* : Septembre 2014.

Laboratoire d'Ingénierie des Systèmes Mécaniques et des Matériaux (LISMMA, Sup-Méca Paris), Paris. *Thématique* : Méthodes CSP pour la conception et l'optimisation des systèmes mécatroniques et micro-mécatroniques complexes. *Date de démarrage* : Novembre 2009.

Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures (LAMCOS, Insa Lyon), Lyon. *Thématique* : Contrôle vibratoire actif de structures piézocomposites. *Date de démarrage* : Septembre 2013.

Laboratoire Navier (ENPC/IFSTTAR/CNRS, Université Paris-Est), Marne-la-Vallée. *Thématique* : Modélisation non-linéaire de structures piézocomposites. *Date de démarrage* : Septembre 2011.

2.4.3/ COLLABORATIONS SCIENTIFIQUES INTERNATIONALES ET NATIONALES CLÔTURÉES

Société Rakon (ex : Temex), Troyes. *Thématique* : Modélisation numérique de résonateurs à onde de volume. *Date de début* : Septembre 2007. *Date de fin* : Août 2012.

Société Europa Electronics, Châlons en Champagne. *Thématique* : Conception, modélisation et test de systèmes d'isolation vibratoire, actif et passif, pour composants électroniques. *Date de début* : Septembre 2007. *Date de fin* : Décembre 2012.

Laboratoire de Mécatronique, Politecnico di Torino, Italie. *Thématique* : Contrôle vibratoire actif de machines tournantes. *Date de début* : Septembre 2007. *Date de fin* : Octobre 2009.

Institut FEMTO ST Département Automatique et Systèmes Micro-Mécatroniques (FEMTO ST/AS2M), Besançon. *Thématique* : Méthodes CSP pour la conception et l'optimisation des systèmes mécatroniques et micro-mécatroniques complexes. *Date de démarrage* : Octobre 2012. *Date de fin* : Septembre 2014.

2.4.4/ PROJETS POST-DOCTORAUX FINANCÉS

Composite and Adaptive Structures : Simulation, Experimentation and Modelling (CASSEM), Projet européen FP6 RTD (Réf. FP6 NMP3-CT-13517). *Thématique* : Développement de technologie de contrôle vibratoire hautes performances. *Date de début* : Février 2005. *Date de fin* : Juillet 2008.

Plaques bipolaires Haute Température (PBHT), Projet PROGELEC ANR (Ref. ANR-11-PRGE-0015). *Thématique* : Développement de plaques bipolaires embouties, intégrant revêtements et joints, pour les applications PEMFC HT. *Date de démarrage* : Janvier 2012. *Date de fin prévue* : Mai 2015.

Réalisation de Structures Piézo-Composites à base de Fibres (ReSPeCtiF), AAP Recherche du Labex ACTION 2015 (Réf. ANR-11-LABX-0001-01). *Thématique* : Fabrication d'un démonstrateur de structure composite adaptative à base de fibres avec des piézo-céramiques intégrées dans la matière. *Date de démarrage* : Janvier 2015. *Date de fin*

prévue : Décembre 2015.

FRANche-Comté High precision micro-Robotics (FRANCHIR), AAP Région Franche-Comté 2014 (Réf. 2014C-15309). *Thématique* : Conception systémique de dispositif de microrobotique de haute précision. *Date de démarrage* : Septembre 2014. *Date de fin prévue* : Août 2017.

Bonus Qualité Recherche (BQR), UTBM, 2013. *Thématique* : Méthodes CSP pour la conception et l'optimisation des systèmes mécatroniques complexes. *Date de démarrage* : Novembre 2013. *Date de fin prévue* : Novembre 2015.

2.4.5/ PARTICIPATION À LA CRÉATION DE MANIFESTATIONS

Membre du comité de relecteurs de la Journée des jeunes chercheurs de l'UTBM.

2.4.6/ INSERTION DANS DES RÉSEAUX

Membre de l'Association Française de Mécanique (AFM),

Membre du Groupement De Recherche Modélisation, Analyse et Conduite des Systèmes dynamiques (GDR MACS).

2.4.7/ RAYONNEMENT SCIENTIFIQUE

2.4.7.1/ REVUES INTERNATIONALES

Depuis le début de mes activités de recherche, j'ai expertisé 38 articles de revue. Je suis **relecteur scientifique régulier** pour les revues *Smart Materials and Structures*, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. Je suis également **relecteur scientifique épisodique** pour les revues *Measurement Science and Technology*, *Mechanical systems and signal processing*, *Shock and vibration*, *Mechanics and Industry* (ex :*Mécanique et Industrie*), *IEEE Transactions on Automation, Science and Engineering*, *CMC (Computers, Materials and Continua)*, *International Journal of Smart and Nano Materials*, *Engineering Optimization*, *Structural control and health monitoring*, *Acta Mechanica*, *Advances in Aircraft and Aerospace Science*.

2.4.7.2/ PROGRAMMES DE RECHERCHES

Expert pour l'appel à projets de l'Université de Franche-Comté pour le soutien aux enseignants-chercheurs et chercheurs.

Expert auprès de l'Agence Nationale de la Recherche et de la Technique (ANRT).

2.4.7.3/ EXAMINATEUR EN COMMISSION D'EXAMEN DE THÈSE DE DOCTORAT

Auteur : Thierry Verdot, **Titre** : Conception, fabrication et caractérisation d'un microsystème piézocomposite pour l'isolation active de composants électroniques sensibles aux

vibrations. **Présentée à** : l'Université de Franche-Comté, **Spécialité** : Génie mécanique, **Date** : Février 2011.

2.5/ ENCADREMENT

Au total, j'ai participé à l'encadrement de :

- thèse soutenue : 1,
- thèses en cours : 2,
- stages de niveau master : 10,
- projets de niveau master : 10,
- ingénieur de recherche sous contrat : 1.

2.5.1/ THÈSE SOUTENUE

Auteur : Thierry Verdot, **Titre** : Conception, fabrication et caractérisation d'un micro-système piézocomposite pour l'isolation active de composants sensibles aux vibrations. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - Femto ST - Méc'Appli, **Directeur de thèse** : Manuel Collet (60 %), **Co-Encadrement** : Y. Meyer (40 %). **Date de soutenance** : 3 Février 2011, **Durée** : 5 ans et 3 mois, **Publications communes** : 1 article dans une revue internationale [8] et 1 conférence internationale [17] dans le cadre de la thèse puis 2 conférences internationales [14, 16], **Devenir du doctorant** : Après un contrat de recherche de dix mois à l'institut Femto ST, Thierry a effectué un post-doctorat de 21 mois au Laboratoire Vibrations Acoustique (LVA) de l'Insa Lyon. Il a obtenu, en Octobre 2013, un poste d'Ingénieur de Recherche au CEA-LETI / MINATEC à Grenoble.

2.5.2/ THÈSES EN-COURS

Auteur : Sophie Collong, **Titre** : Durée de vie des systèmes à piles à combustible : Intégration des essais vibro-climatiques dans la démarche physico-fiabiliste. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - IRTES-M3M - UTBM, **Directeur de thèse** : Willy Charon (30 %), **Co-Encadrement** : F. Picart (10 %), R. Kouta (40 %), Y. Meyer (20 %). **Date de démarrage** : Janvier 2012.

Auteur : Mariame El Hayani, **Titre** : Etude et analyse du vieillissement d'un module batterie soumis à des contraintes vibratoires. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - IRTES-M3M - UTBM - CEA LITEN, **Directeur de thèse** : Willy Charon (30 %), **Co-Encadrement** : P. Le Gallo (30 %), Y. Meyer (40 %). **Date de démarrage** : Février 2014.

2.5.3/ INGÉNIEUR DE RECHERCHE SOUS CONTRAT

Auteur : Younés Faydi, **Titre** : Caractérisation des propriétés physico-mécaniques des matériaux constitutifs d'une pile à combustible. **Projet** : Projet ANR PROGELEC PBHT, **Co-Encadrement** : R. Lachat (50%), Y. Meyer (50 %). **Période** : Octobre 2013 - Septembre 2014

2.5.4/ STAGES ET PROJETS DE RECHERCHE

Une liste détaillée de mes encadrements est donnée au chapitre 4. Au cours de mes différentes expériences universitaires, j'ai eu l'opportunité d'encadrer :

- 8 DEA/Master et Projets de recherche à 100 % ;
- 6 DEA/Master et Projets de recherche à plus de 50 % ;
- 6 DEA/Master et Projets de recherche à moins de 50 %.

2.6/ AUTRES ACTIVITÉS

2.6.1/ ACTIVITÉS D'INTÉRÊT COLLECTIF

Secouriste Sauveteur du Travail.

2.6.2/ ACTIVITÉS D'ENSEIGNEMENT

2.6.2.1/ ENSEIGNEMENT AVANT RECRUTEMENT À L'UTBM

J'ai eu l'opportunité d'effectuer **800 heures équivalent TD** de Cours, TD, TP et projets au cours de la période s'étendant d'Octobre 2002 à Octobre 2009. Ces heures ont été dispensées en tant que vacataire lors de mon doctorat, ATER durant mon année à l'INSA de Lyon et maître de conférences à SupMéca Paris. La répartition des heures effectuées en termes d'enseignements dispensés est donnée en figure 2.1.

J'ai participé à la création de plusieurs enseignements à différents niveaux d'études (*Génie des Systèmes Industriels 2 année, Licence Professionnelle Agroéquipement, IUP Génie mécanique et Productique 1 année, DESS ICS, CPES, Master Mécanique et Ingénierie, Génie Industriel - Formation Mécavenir*). J'ai été également membre des jurys de délibération de fin de semestre et de validation de stages.

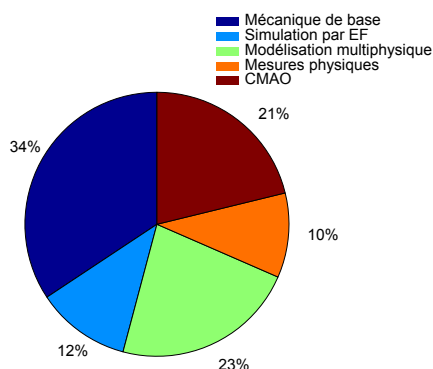


FIGURE 2.1 – Répartition par type des enseignements dispensés avant mon intégration à l'UTBM

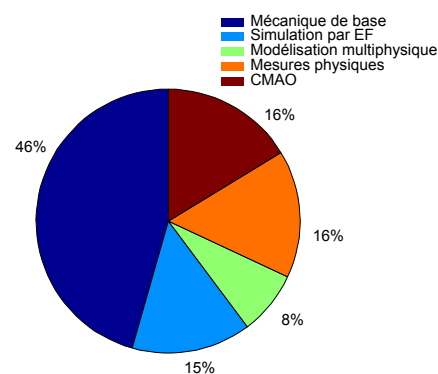


FIGURE 2.2 – Répartition par type des enseignements dispensés à l'UTBM

2.6.2.2/ ENSEIGNEMENT APRÈS RECRUTEMENT À L'UTBM

Mes activités pédagogiques se déroulent dans trois départements d'enseignement de l'UTBM : le Tronc Commun (TC), le département Génie Mécanique et Conception (GMC) et le département Ergonomie, Design et Ingénierie Mécanique (EDIM). Mes interventions, en cours, TD ou TP ainsi que les activités d'encadrement de projet représentent une charge moyenne de l'ordre de **235 HETD par année** et sont réparties selon la figure 2.2.

Eléments de construction - TC. *Mots clés* : *Analyse de systèmes mécaniques, Schémas cinématiques, Cotation fonctionnelle.*

Travaux de laboratoire - TC. *Objectifs* : *Initiation à la recherche dans le cadre d'un projet de six mois.*

Résistance des Matériaux : Introduction au calcul des structures - GMC. *Mots clés* : *Essais mécaniques, Cercle de Mohr, Flambement, systèmes hyperstatiques.*

Mécanique énergétique et analytique des structures - GMC. *Mots clés* : *Essais de traction et de flexion trois points, Cercle de Mohr, Flambement, systèmes hyperstatiques.*

Conception Mécanique Assistée par Ordinateur - GMC. *Mots clés* : *Construction mécanique, Gestion de projet, Méthodologies de construction de modèles CAO, CATIA V5.*

Conception Assistée par Ordinateur - GMC. *Mots clés* : *Méthodologies de construction de modèles CAO, CATIA V5.*

Mécanique des structures et des solides : Les bases - GMC. *Mots clés* : *Mécanique du solide, Liaisons normalisées.*

Travaux à caractères industriels et d'innovation - GMC. *Objectifs* : *Projet de développement effectué en binôme et sur six mois.*

Dimensionnement des systèmes mécaniques complexes - EDIM. *Mots clés* : *Dimensionnement de systèmes mécaniques complexes, Transfert de chaleur, RDM, Modélisation par éléments finis.*

Optique et transfert de chaleur - EDIM. *Mots clés* : *Transfert de chaleur par conduction, rayonnement et convection, Etudes stationnaires, Modélisation par éléments finis.*

Eléments finis et optimisation des structures - EDIM. *Mots clés* : *Méthode des éléments finis, Poutre, Contraintes planes, Déformations planes.*

2.6.2.3/ RESPONSABILITÉS PÉDAGOGIQUES

Membre de la commission de suivi des études en Tronc Commun.

Membre de la commission pédagogique en Génie Mécanique et Conception.

Co-responsable de la salle de Travaux Pratiques de Résistance des Matériaux

Enseignant référent de la junior-entreprise de l'UTBM sur les aspects mécaniques.

Responsable d'enseignements :

- **Conception mécanique assistée par ordinateur** - GMC (nombre d'étudiants : 84, Volume horaire/étudiant : 60 HETD),
- **Electricité et électronique : les bases** - GMC (nombre d'étudiants : 28, Volume horaire/étudiant : 36.6 HETD),
- **Commande de systèmes dynamiques** - GMC (nombre d'étudiants : 28, Volume horaire/étudiant : 30 HETD),

- **Mesures et mise en œuvre expérimentale** - GMC (nombre d'étudiants : 28, Volume horaire/étudiant : 86.6 HETD),
- **Systèmes de transport terrestre et maritime** - GMC (nombre d'étudiants : 28, Volume horaire/étudiant : 54.6 HETD),
- **Systèmes de transport aéronautique et spatial** - GMC (nombre d'étudiants : 28, Volume horaire/étudiant : 29.3 HETD),

2.6.3/ EXPÉRIENCES EN ENTREPRISE

Pour des raisons de confidentialité, je ne mentionnerai pas les projets sur lesquels j'ai été amené à travailler au cours de mes expériences industrielles en tant qu'**ingénieur de recherche**. Je ne présenterai que le profil des postes et les aspects techniques attenants.

2.6.3.1/ SOCIÉTÉ IMASONIC (Nov. 2009 - AOÛT 2012)

Profil de poste :

- Expertise en simulations multiphysiques pour les secteurs médical et industriel.
- Conception de produits ultrasonores.
- Mesures électroacoustiques et électriques.
- Chef de Projets d'Amélioration.
- Expertise sur Non-Conformités.
- Formation des Techniciens et des Opérateurs.
- Respect des Procédures Qualité.
- Encadrement d'équipes dans le cadre de projets industriels et de recherche.

Compétences multiphysiques et pluridisciplinaires : Piézoélectricité, Mécanique (Acoustique, Thermique, Fluidique, Conception de produits), Electricité, Sciences de matériaux (Céramiques piézoélectriques, Matériaux viscoélastiques) .

2.6.3.2/ SOCIÉTÉ TEMEX (OCT. 2005 - AOÛT 2006)

Profil de poste :

- Responsable technique du BE mécanique.
- Expertise en simulations multiphysiques pour l'électronique militaire.
- Processus de conception mécanique.
- Mesures électroacoustiques et électriques.
- Chef de Projets métier.
- Encadrement d'une équipe de trois techniciens.

Compétences multiphysiques et pluridisciplinaires : Piézoélectricité, Mécanique (Vibrations, Thermique, Conception de produits), Mathématiques appliquées (Optimisation topologique), Sciences des matériaux (Quartz, Matériaux viscoélastiques).

LISTE DE MES PUBLICATIONS

3.1/ JOURNAUX INTERNATIONAUX AVEC COMITÉ DE LECTURE

- [1] GIGOS, P.-A., FAYDI, Y., AND MEYER, Y. Mechanical characterization and analytical modeling of gas diffusion layers under cyclic compression. *International Journal of Hydrogen Energy*, In Press (2015).
- [2] MEFTAH, R., AND MEYER, Y. Equivalent-circuit model for quartz resonators effects of finite element analysis, acceleration and mass loading. *Mechanics of Advanced Materials and Structures*, 20 (2013).
- [3] MEYER, Y., AND YVARS, P.-A. Optimization of a passive structure for active vibration isolation : an interval-computation-and constraint-propagation-based approach. *Engineering Optimization* 44, 12 (2012), 1463–1489.
- [4] MEYER, Y., AND COLLET, M. Active vibration isolation of electronic components by piezocomposite clamped–clamped beam. *Mechanical Systems and Signal Processing* 25, 5 (2011), 1687–1701.
- [5] MEYER, Y., AND CUMUNEL, G. Structural modeling of a MEMS device : nonlinear modeling and experimental identification. *Smart Materials and Structures* 19, 4 (2010), 045020.
- [6] MEYER, Y., AND COLLET, M. Optimisation structurale de problèmes d’amortissement de type shunt résistif. *Mécanique & Industries* 10, 02 (2009), 109–120.
- [7] MEYER, Y., AND COLLET, M. Active damping of ‘parasitic’ vibration modes of a quartz sensor. *Smart Materials and Structures* 17, 6 (2008), 065006.
- [8] MEYER, Y., VERDOT, T., COLLET, M., BABOROWSKI, J., AND MURALT, P. Active isolation of electronic micro-components with piezoelectrically transduced silicon MEMS devices. *Smart materials and structures* 16, 1 (2007), 128.
- [9] MEYER, Y., COLLET, M., AND DELOBELLE, P. Primal–dual optimization process of iff–dvf active damping strategies. applications to the beams. *Structural Control and Health Monitoring* 14, 4 (2007), 660–680.
- [10] MEYER, Y., AND COLLET, M. Mixed control for robust vibration isolation : numerical energy comparison for an active micro suspension device. *Smart materials and structures* 16, 4 (2007), 1361.

3.2/ BREVET D'INVENTION

- [11] COLLET, M., DELOBELLE, P., MEYER, Y., WALTER, V., MURALT, P., AND BABOROWSKI, J. Piezoelectric micro-system for the active vibratory insulation of vibration sensitive components, Jan. 28 2009. EP Patent 2,018,347.

3.3/ CONFÉRENCES INTERNATIONALES AVEC COMITÉ DE LECTURE

- [12] GIGOS, P.-A., FAYDI, Y., AND MEYER, Y. Experimental analysis and analytical modeling of Gas Diffusion Layers under cyclic mechanical compression. In *FDFC 2015, 6th International Conference on Fundamentals and Development of Fuel Cells* (February 2015), vol. 1.
- [13] FAYDI, Y., LACHAT, R., LESAGE, P., AND MEYER, Y. Experimental analysis of gas diffusion layers for high mechanical compression under dynamic and thermal excitation. In *FDFC 2015, 6th International Conference on Fundamentals and Development of Fuel Cells* (February 2015), vol. 1.
- [14] MEYER, Y., YVARS, P.-A., AND VERDOT, T. Systemic optimization of an active vibration micro-isolator : an interval computation and constraint propagation based approach. In *AIM 2014, IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics* (July 2014), vol. 1.
- [15] MEYER, Y., AND COLLET, M. Mixed control for robust vibration isolation : numerical energy comparison for an active micro suspension device. In *Cansmart 2007, International Workshop on Smart Materials and Structures* (October 2007), vol. 1.
- [16] DE LÉPINE, X., VERDOT, T., AND MEYER, Y. Collocated control of a rotor supported by magnetic bearings,. In *Cansmart 2006, International Workshop on Smart Materials and Structures* (October 2007), vol. 1.
- [17] VERDOT, T., MEYER, Y., COLLET, M., BABOROWSKI, J., AND MURALT, P. Electrical coupling between sensors and actuators integrated in a micro active suspension. In *International Conference on Modal Analysis Noise and Vibration Engineering* (September 2006), vol. 1, pp. 557–571.
- [18] SANTANA, D. C., MEYER, Y., RADE, D. A., AND COLLET, M. Finite element analysis of shunted piezoceramics for passive vibration control. In *INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings* (August 2005), vol. 4, pp. 4279–4295.
- [19] MEYER, Y., COLLET, M., AND DELOBELLE, P. Active damping of the parasitic vibration modes of a vibrating beam accelerometer cell. In *International Conference on Adaptive Structure and Technologies* (October 2005), vol. 1.
- [20] MEYER, Y., COLLET, M., BABOROWSKI, J., MURALT, P., AND DELOBELLE, P. Active damping of electronic micro components with piezoelectrically-transduced silicon MEMS devices. In *ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials* (July 2005), vol. 1.
- [21] MEYER, Y., COLLET, M., AND DELOBELLE, P. Active damping of electronic micro components with piezoelectric MEMS devices. In *Cansmart 2004, International Workshop on Smart Materials and Structures* (October 2004), vol. 1.

3.4/ CONFÉRENCES NATIONALES AVEC COMITÉ DE LECTURE

- [22] MEYER, Y., AND YVARS, P.-A. Interval computation and constraint propagation based optimization approach : Application to active vibration isolation. In *VISHNO14, Symposium Vibrations, Shocks and Noise* (Juin 2014), vol. 1.
- [23] MEYER, Y., AND LACHAT, R. Vibration characterization procedure of piezoelectric ceramic parameters. In *AVE 14, 4^{eme} Colloque francophone d'Analyse Vibratoire Expérimentale* (Novembre 2014), vol. 1.
- [24] MEYER, Y., AND COLLET, M. Optimisation structurale de problèmes d'amortissement de type shunt résistif. In *VCB08, Colloque Vibrations, Chocs et Bruit* (Juin 2008), vol. 1.
- [25] MEYER, Y., COLLET, M., AND DELOBELLE, P. Optimisation structurale de problèmes d'amortissement actif colocalisés de type direct velocity feedback. In *Colloque National en Calcul des Structures* (Mai 2005), vol. 1, pp. 327–332.

3.5/ AUTRES PUBLICATIONS

- [26] FAYDI, Y., MEYER, Y., LACHAT, R., AND LESAGE, P. Dynamic characterization method of gas diffusion layers for high compressive loads. In *IngéDoc, Journée des jeunes chercheurs de l'UTBM* (Avril 2014), vol. 1.
- [27] MEYER, Y. *Contrôle actif de Micro-composants électroniques*. PhD thesis, Université de Franche-Comté, 2005.

ENCADREMENT DE NIVEAU MASTER

Dans mon activité d'encadrement de jeunes chercheurs en Master, je fais la distinction entre stage de niveau master (dans le cadre de Master Recherche, Master Professionnel ou Stage de fin d'études) et projet de niveau master. Les stages correspondent à une période pendant laquelle l'étudiant encadré exerce, au sein du laboratoire, une activité de recherche à plein temps. Les projets correspondent également à une période d'intégration au laboratoire mais pendant laquelle l'étudiant encadré doit continuer à suivre des cours en parallèle de son activité de recherche. Au total, j'ai participé à l'encadrement de :

- stages de niveau master : 10,
- projets de niveau master : 10,

4.1/ STAGES DE DEA/MASTER RECHERCHE

Auteur : Julio A. Ruiz, **Titre** : Vieillissement gigacyclique d'une couche de diffusion de gaz. **Ecole** : Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo, Morelia, Michoacán, Mexique, **Encadrement** : G. Dominguez (80 %), Y. Meyer (20 %). **Durée** : 18 mois. **Année** : 2014.

Auteur : Pierre-Antoine Gigos, **Titre** : Modélisation multiphysique des Couches de Diffusion de Gaz d'une pile à combustible. **Ecole** : Ecole Polytechnique Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2014

Auteur : Younes Faydi, **Titre** : Caractérisation des propriétés mécaniques des matériaux constitutifs d'une pile à combustible. **Ecole** : Ecole Doctorale Jean-Henri Lambert - Université de Haute-Alsace, **Co-Encadrement** : R. Lachat (35 %), P. Lesage (30 %), Y. Meyer (35 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2013

Auteur : Thierry Verdot, **Titre** : Isolation active de micro-composants sensibles. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - Université de Franche-Comté, **Co-Encadrement** : M. Collet (50 %), Y. Meyer (50 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2005

Auteur : Jamal Qjiri, **Titre** : Contrôle actif de plaques. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - UFC, **Co-Encadrement** : M. Collet (50 %), Y. Meyer (50 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2003

Auteur : Dietmar Moritz, **Titre** : Développement d'un transducteur pour optimiser l'amortissement des panneaux automobiles par contrôle actif. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - UFC, **Co-Encadrement** : M. Collet (80 %), Y. Meyer (20 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2003

4.2/ STAGES DE MASTER PROFESSIONNEL OU STAGE DE FIN D'ÉTUDES

Auteur : Ahmed Mana, **Titre** : Modélisation multiphysique paramétrique des structures sandwichs dans les piles à combustible, en introduisant la résistance de contact fonction de la pression de contact. **Ecole** : UTBM, **Encadrement** : M-C Iltchev (80 %), Y. Meyer (20 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2013

Auteur : Silvano Pautasso, **Titre** : Modélisation thermo-mécanique des résonateurs à quartz et autres sensibilités environnementales. **Ecole** : SupMéca Paris, **Co-Encadrement** : T. Louvet-Carron (Ingénieur Temex) (50 %), Y. Meyer (50 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2009

Auteurs : Gilles Tonnelier, Morgane Bertrand, Sid-Ahmed Chentouf, Sophie Crinot, Géry Decaillon, Virginie Taillebot, **Titre** : Caractérisation de plots élastomères. **Ecole** : Ecole Doctorale SPIM - Université de Franche-Comté, **Co-Encadrement** : E. Foltête (50 %), L. Hirsinger (25 %), Y. Meyer (25 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2007

Auteurs : Vinciane Redon et Florin Boucachard, **Titre** : Suspension active Piézoélectrique de systèmes sensibles. **Ecole** : Insa Lyon, **Co-Encadrement** : L. Gaudillet (50 %), Y. Meyer (50 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2006

4.3/ PROJETS DE FIN D'ÉTUDES OU DE NIVEAU MASTER

Auteurs : Thibaut Dessolier et Sébastien Stengel, **Titre** : Conception et réalisation de prototypes de structures composites actives. **Ecole** : UTBM, **Encadrement** : R. Lachat (65 %), Y. Meyer (35 %). **Durée** : 6 mois. **Année** : 2014

Auteur : Alain Costa, **Titre** : Contrôle vibratoire par paliers magnétiques. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Degre (20 %), Y. Meyer (80 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2009

Auteurs : Adolfo Arrieta Ruiz, Farès Boudjema, Mathieu Galan, **Titre** : Dégivrage par actionnement piézoélectrique. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2009

Auteurs : Bruno Rougerie, Mohamed Taleb, **Titre** : Etude d'un amortisseur à câbles.

Ecole : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2009

Auteurs : Chyi-Miin Lim, Djibi Touré, **Titre** : Contrôle de suspentes avec un dispositif de self-sensing. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2009

Auteurs : Mohamed Youssef El Yagoubi, Silvano Pautasso, **Titre** : Modélisation thermo-mécanique des résonateurs à quartz. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2009

Auteur : Marco Giannini, **Titre** : Contrôle vibratoire des machines tournantes par paliers magnétiques. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2008

Auteurs : Lionel Juchs, Quentin Morin, **Titre** : Etude et simulation de la rupture entre deux éléments collés. **Ecole** : SupMéca Paris, **Co-Encadrement** : G. Chevallier (50 %), Y. Meyer (50 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2008

Auteur : Romain Lejeune, **Titre** : Suspensions passives et semi-actives. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2008

Auteur : Rabie Meftah, **Titre** : Modélisation des résonateurs à quartz sous influences environnementales. **Ecole** : SupMéca Paris, **Encadrement** : Y. Meyer (100 %). **Durée** : 4 mois. **Année** : 2008

II

OUTILS ET MÉTHODOLOGIES MIS EN OEUVRE

PIÉZOÉLECTRICITÉ : MODÉLISATION

Les matériaux piézoélectriques ont la particularité intrinsèque de se déformer mécaniquement sous l'action d'un champ électrique (effet inverse) ou de subir, à leur surface, une variation de charges électriques sous l'action d'un effort mécanique (effet direct). Cette propriété en fait des candidats intéressants pour des applications nécessitant des capteurs (i.e. en récupération d'énergie, les accéléromètres, ...), des actionneurs (i.e. les sondes ultrasonores, les références de fréquence, ...) ou une combinaison des deux (i.e. en contrôle vibratoire actif, ...). Par ailleurs, ces matériaux offrent une large gamme de fréquences d'utilisation allant de quelques Hertz (i.e. les accéléromètres) à plusieurs centaines de MégaHertz (i.e. les références de fréquence). C'est une des raisons de leur large utilisation dans des produits de grande consommation comme dans des applications très pointues scientifiquement.

Toutes ces applications possèdent leurs propres modèles numériques ou analytiques orientés en fonction des paramètres d'intérêt nécessaires à la conception des produits. Les modèles piézoélectriques linéaires sont classiquement employés et constituent une base de travail. Il est parfois utile d'être capable de projeter les différentes matrices pour tenir compte des coupes cristallographiques du matériau. Les modèles par circuit équivalent sont d'utilisation relativement simple et permettent de décrire le fonctionnement d'un dispositif sur un mode de résonance ciblé. Il s'agit de l'un des outils principalement utilisés dans les domaines des références de fréquence, des micro-balances vibrantes ou des micro-viscosimètres où seule la fréquence de travail est exploitée. Enfin, une modélisation non-linéaire originale couplant les non-linéarités du matériau et les non-linéarités géométriques est présentée.

5.1/ MODÈLE DE PIÉZOÉLECTRICITÉ LINÉAIRE

5.1.1/ EQUATIONS D'ÉQUILIBRE

Dans un domaine structural Ω_0 , le vecteur de déplacement \mathbf{u} et le potentiel électrique V sont solutions de l'équation d'équilibre et de la loi de Gauss en électrostatique.

$$T_{ij,i} + \mathbf{f}_j = \rho \cdot \ddot{\mathbf{u}}_j \quad (5.1)$$

$$\mathbf{D}_{i,i} = \rho_e = 0 \quad (5.2)$$

où T représente le tenseur des contraintes mécaniques (N.m^{-2}), \mathbf{D} le déplacement électrique (C.m^{-2}), ρ la masse volumique (Kg.m^{-3}), ρ_e la densité volumique de charges

($C.m^{-3}$) et \mathbf{f} la densité volumique de forces extérieures s'appliquant sur la structure ($N.m^{-3}$).

Le milieu n'étant pas infini, ces équations sont à compléter par des conditions aux limites. Les conditions aux limites mécaniques associées au problème sont :

$$\begin{cases} \mathbf{u} = \mathbf{u}_0 & \forall x \in \partial\Omega_0^u \\ \sigma_{ij} \cdot \mathbf{n}_i = \mathbf{t}_i & \forall x \in \partial\Omega_0^T \end{cases} \quad (5.3)$$

où $\partial\Omega_0^u$ et $\partial\Omega_0^T$ représentent respectivement les frontières où se situent les conditions de Dirichlet mécaniques et les conditions de Neumann mécaniques et \mathbf{n} un vecteur normal à $\partial\Omega_0^T$.

Les conditions aux limites électriques associées au problème sont :

$$\begin{cases} V = 0 & \forall x \in \partial\Omega_0^V \\ V = V_a & \forall x \in \partial\Omega_a^V \\ [\mathbf{D} \cdot \mathbf{n}] = 0 & \forall x \in \partial\Omega_0^q \end{cases} \quad (5.4)$$

où $\partial\Omega_0^V$, $\partial\Omega_a^V$ et $\partial\Omega_0^q$ représentent respectivement les frontières où se situent les conditions de Dirichlet électriques, les conditions de Dirichlet électriques des surfaces électriques d'entrée et de sortie du système et les conditions de Neumann électriques et \mathbf{n} un vecteur normal à $\partial\Omega_0^q$.

5.1.2/ EQUATIONS DE COMPORTEMENT

A cause de leur symétrie, les tenseurs de contraintes \mathbf{T} et de déformations mécaniques \mathbf{S} peuvent être mis sous la forme de vecteurs contenant 6 termes indépendants en utilisant une notation matricielle condensée. Si les effets thermique et magnétique sont considérés négligeables, les équations couplées peuvent s'écrire, en notation condensée :

$$\mathbf{T}_p = c_{pq}^E \cdot \mathbf{S}_q - e_{kp} \cdot \mathbf{E}_k \quad (5.5)$$

$$\mathbf{D}_i = e_{iq} \cdot \mathbf{S}_q + \varepsilon_{ik}^S \cdot \mathbf{E}_k \quad (5.6)$$

$$\text{où } \mathbf{E} = -\nabla \cdot V$$

c^E , ε^S , e et \mathbf{E} sont respectivement la matrice d'élasticité à champ électrique constant ($N.m^{-2}$), la matrice de permittivité diélectrique à déformation constante ($F.m^{-1}$), la matrice de couplage électromécanique ($C.m^{-2}$) et le vecteur champ électrique ($V.m^{-1}$). La forme des matrices (5.7), (5.8) et (5.9) est caractéristique des céramiques PZT, polarisées suivant l'axe 3 (ou axe \vec{z}).

$$e_{kp} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$c_{pq}^E = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{c_{11}-c_{12}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\varepsilon_{ik}^S = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Les valeurs des différents coefficients varient énormément en fonction de la composition du mélange et du procédé de fabrication. Il est à noter que les équations (5.5) et (5.6) sont applicables aux matériaux passifs en considérant ε^S et e comme des tenseurs nuls.

Les lois de comportement peuvent s'exprimer de manière différente suivant le type de matériau piézoélectrique considéré. Si nous prenons le quartz qui est un matériau naturellement piézoélectrique, les coefficients des différentes matrices sont donnés par les relations (5.10), (5.11) et (5.12). Ces relations sont extraites de [Bechman, 1958].

$$e_{kp} = \begin{bmatrix} e_{11} & -e_{11} & 0 & e_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -e_{14} & -e_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$c_{pq}^E = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & -c_{14} & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ c_{14} & -c_{14} & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & c_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{14} & \frac{c_{11}-c_{12}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\varepsilon_{ik}^S = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Il est également nécessaire de tenir compte de l'orientation cristalline spécifique des coupes du quartz dans les lois de comportement. Pour cela, un paramétrage spécifique des plans de coupe est employé comme le montre la figure 5.1. Il existe plusieurs coupes de quartz possédant différentes propriétés : la plus répandue est la coupe AT ($\theta = 35,25^\circ$), qui présente une bonne stabilité en température ; la coupe BT ($\theta = -49^\circ$) permet des

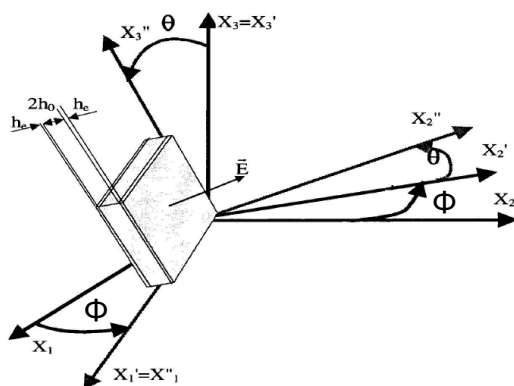


FIGURE 5.1 – Paramétrage des plans de coupe possibles d'une lame de quartz

fréquences de résonance assez basses (< 1 MHz) ; la coupe SC (ex : $\theta = 34^\circ$ et $\phi = 22^\circ$) possède le meilleur facteur de qualité Q et donne donc les oscillateurs les plus précis.

Jusqu'à présent nous avons exprimé les matrices (5.10), (5.11) et (5.12) dans un repère de référence non tourné. Lorsque nous étudions une coupe cristalline (ϕ, θ) comme illustrée en figure 5.1, nous sommes donc amenés à déterminer les différents tenseurs dans le nouveau repère. La matrice de rotation classique, a , est donnée par la relation (5.13). Une façon simple de tenir compte de ces coupes est d'utiliser une matrice de Bond [Auld, 1990]. La matrice de Bond généralisée, M , est une matrice dont chaque quadrant est une combinaison de la matrice de rotation classique comme le définit la relation (5.14). Les rotations, définissant la coupe du crystal, doivent donc être appliquées à la matrice de couplage piézoélectrique, à la matrice de permittivité et à la matrice d'élasticité et ce comme définit dans les relations (5.16).

$$a = \begin{bmatrix} \cos\phi & \sin\phi & 0 \\ -\cos\theta\sin\phi & \cos\theta\cos\phi & \sin\theta \\ \sin\theta\sin\phi & -\sin\theta\cos\phi & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

La matrice de Bond, M , est donnée par (5.14).

$$M = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_2 \\ m_3 & m_4 & m_5 \\ m_3 & m_5 & m_4 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

avec

$$m_1 = \begin{bmatrix} a_{11}^2 & a_{12}^2 & a_{13}^2 \\ a_{21}^2 & a_{22}^2 & a_{23}^2 \\ a_{31}^2 & a_{32}^2 & a_{33}^2 \end{bmatrix}$$

$$m_2 = \begin{bmatrix} a_{12}a_{13} & a_{11}a_{13} & a_{11}a_{12} \\ a_{22}a_{23} & a_{21}a_{23} & a_{21}a_{22} \\ a_{32}a_{33} & a_{31}a_{33} & a_{31}a_{32} \end{bmatrix}$$

$$m_3 = \begin{bmatrix} a_{21}a_{31} & a_{22}a_{32} & a_{23}a_{33} \\ a_{11}a_{31} & a_{12}a_{32} & a_{13}a_{33} \\ a_{11}a_{21} & a_{12}a_{22} & a_{13}a_{23} \end{bmatrix}$$

$$m_4 = \begin{bmatrix} a_{22}a_{33} & a_{23}a_{31} & a_{21}a_{32} \\ a_{32}a_{13} & a_{33}a_{11} & a_{31}a_{12} \\ a_{12}a_{23} & a_{13}a_{21} & a_{11}a_{22} \end{bmatrix} \quad m_5 = \begin{bmatrix} a_{23}a_{32} & a_{21}a_{33} & a_{22}a_{31} \\ a_{33}a_{12} & a_{31}a_{13} & a_{32}a_{11} \\ a_{13}a_{22} & a_{11}a_{23} & a_{12}a_{21} \end{bmatrix}$$

En tenant compte de la symétrie des tenseurs de contraintes et de déformations, il est possible de réduire la matrice de Bond à l'expression (5.15). Nous obtenons alors les expressions (5.16) des tenseurs nécessaires à la modélisation piézoélectrique dans le repère de la coupe cristalline.

$$P = \begin{bmatrix} m_1 & 2.m_2 \\ m_3 & m_4 + m_5 \end{bmatrix} \quad (5.15) \quad \begin{aligned} e^* &= aeP^T \\ c^{E*} &= Pc^E P^T \\ \varepsilon^{S*} &= a\varepsilon^S a^T \end{aligned} \quad (5.16)$$

5.1.3/ DISCRÉTISATION PAR UNE MÉTHODE ÉLÉMENTS FINIS

En combinant les relations (5.1) à (5.6), nous obtenons un système d'équations représentant le modèle de la structure étudiée. D'après [Naillon et al., 1983], nous pouvons exprimer la formulation faible associée à ce modèle et ensuite appliquer la méthode des éléments finis pour discrétiser le problème. Nous obtenons alors la formulation éléments finis matricielle (5.17).

$$\begin{pmatrix} K_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_i} & K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} \\ K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_i}^t & -K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i} & -K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p} \\ K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p}^t & -K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p}^t & -K_{\mathbf{v}_p\mathbf{v}_p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_n \\ \mathbf{v}_i \\ \mathbf{v}_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{\mathbf{u}}_n \\ \ddot{\mathbf{v}}_i \\ \ddot{\mathbf{v}}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{Q} \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

où \mathbf{v}_i , \mathbf{v}_p , \mathbf{u}_n , $M_{\mathbf{u}\mathbf{u}}$, $K_{\mathbf{u}\mathbf{u}}$, $K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_*}$ et $K_{\mathbf{v}_*\mathbf{v}_*}$ sont respectivement le vecteur des potentiels nodaux internes à la structure (V), le vecteur des potentiels nodaux appliqués aux électrodes (V), le vecteur des déplacements nodaux (m), la matrice de masse (Kg), la matrice de raideur élastique ($N.m^{-1}$), la matrice de raideur piézoélectrique ($N.V^{-1}$) et la matrice de raideur diélectrique (F). \mathbf{F} et \mathbf{Q} représentent respectivement le vecteur colonne des forces mécaniques appliquées aux noeuds de la structure (N) et le vecteur colonne des charges électriques mesurées en $\partial\Omega_a^V$ (C).

Nous pouvons effectuer une condensation statique de type Guyan pour ne conserver que le vecteur colonne des électrodes, \mathbf{v}_p . De la deuxième ligne de l'équation (5.17), nous extrayons l'expression du potentiel interne à la structure.

$$\mathbf{v}_i = K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i}^{-1} (K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_i}^t \cdot \mathbf{u}_n - K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p} \cdot \mathbf{v}_p) \quad (5.18)$$

En injectant (5.18) dans l'équation (5.17), nous obtenons le système matriciel (5.19).

$$\begin{pmatrix} H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} \\ H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p}^t & -H_{\mathbf{v}_p\mathbf{v}_p} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_n \\ \mathbf{v}_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{\mathbf{u}}_n \\ \ddot{\mathbf{v}}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{Q} \end{pmatrix} \quad (5.19)$$

avec

$$\begin{cases} H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} = & K_{\mathbf{u}\mathbf{u}} + K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_i} K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i}^{-1} K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_i}^t \\ H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} = & K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} - K_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i}^{-1} K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p}^t \\ H_{\mathbf{v}_p\mathbf{v}_p} = & K_{\mathbf{v}_p\mathbf{v}_p}^t + K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p}^t K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i}^{-1} K_{\mathbf{v}_i\mathbf{v}_p} \end{cases}$$

Il est nécessaire d'appliquer la condition d'équipotentialité aux électrodes. L'équation (5.20) traduit le fait que le potentiel des électrodes possède une valeur identique quelque soit le point considéré sur l'électrode.

$$\mathbf{V}_p = I_v \cdot \mathbf{V}_a \quad (5.20)$$

avec I_v , une matrice de localisation des électrodes composée de 1 et de 0.

Nous appliquons l'équation (5.20) au système (5.19).

$$\begin{pmatrix} H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a} \\ H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t & -H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_n \\ \mathbf{V}_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \ddot{\mathbf{u}}_n \\ \ddot{\mathbf{V}}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{q}_a \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

avec

$$\begin{cases} H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a} = H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_p} \cdot I_v \\ H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a} = I_v^t \cdot H_{\mathbf{v}_p\mathbf{v}_p} \cdot I_v \\ \mathbf{q}_a = I_v^t \cdot \mathbf{Q} \end{cases}$$

$H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}$ est une matrice diagonale contenant les capacités des patchs piézoélectriques employés et \mathbf{q}_a les charges électriques issues de ces patchs.

Nous pouvons également écrire le système d'équations (5.21) sous la forme suivante (on pose $\mathbf{F} = \mathbf{0}$) :

$$M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} \cdot \ddot{\mathbf{u}}_n + (H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} + \Delta H_{\mathbf{u}\mathbf{u}}) \cdot \mathbf{u}_n = H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a} \cdot H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \cdot \mathbf{q}_a \quad (5.22)$$

$$H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \cdot H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t \cdot \mathbf{u}_n - H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \cdot \mathbf{q}_a = \mathbf{V}_a \quad (5.23)$$

où

$$\Delta H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} = H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a} \cdot H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \cdot H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t$$

5.1.4/ MODES DE VIBRATION DE LA STRUCTURE

Dans le cas d'un shunt de type résistif sur une structure piézoélectrique possédant des électrodes, \mathbf{q}_a et \mathbf{V}_a sont liés par la loi d'Ohm. Nous pouvons exprimer cette relation dans le domaine de Laplace avec s la variable de Laplace et R la matrice diagonale contenant les valeurs de résistance de shunt.

$$\mathbf{V}_a = R \cdot s \cdot \mathbf{q}_a \quad (5.24)$$

Nous injectons la relation (5.24) dans les équations (5.22) et (5.23) afin d'éliminer le potentiel électrique. Nous posons $G = (R \cdot H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a})^{-1}$. Nous obtenons les relations suivantes :

$$M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} \cdot s^2 \cdot \mathbf{u}_n + (H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} + \Delta H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} - H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a} \cdot H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \cdot (s \cdot I + G)^{-1} \cdot G H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t) \cdot \mathbf{u}_n = \mathbf{0} \quad (5.25)$$

$$\mathbf{q}_a = (s \cdot I + G)^{-1} \cdot G H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t \cdot \mathbf{u}_n \quad (5.26)$$

avec I la matrice identité de mêmes dimensions que la matrice $H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}$.

Si nous considérons un seul patch piézoélectrique alors $H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}$ est un scalaire. Si $R \rightarrow 0$ alors $G \rightarrow \infty$. L'équation de mouvement (5.25) de la structure mécanique s'écrit alors :

$$M_{\mathbf{u}\mathbf{u}} \cdot s^2 \cdot \mathbf{u}_n + H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} \cdot \mathbf{u}_n = \mathbf{0} \quad (5.27)$$

La relation (5.27) correspond au mode de vibration de la structure à $V_a = 0$ c'est à dire en court circuit électrique. Nous avons accès aux modes de vibrations purement mécaniques, appelés résonances de la structure.

Si $R \rightarrow \infty$ alors $G \rightarrow 0$. L'équation de mouvement (5.25) de la structure mécanique s'écrit alors :

$$M_{\mathbf{uu}}.s^2.\mathbf{u}_n + (H_{\mathbf{uu}} + \Delta H_{\mathbf{uu}}).\mathbf{u}_n = \mathbf{0} \quad (5.28)$$

La relation (5.28) correspond au mode de vibration de la structure à $q_a = 0$, c'est à dire en circuit ouvert. Nous avons alors accès aux modes de vibrations de couplage piézoélectrique, appelés anti-résonances de la structure.

Sur la figure 5.2, nous observons une courbe d'admittance typique d'une structure piézoélectrique avec une alternance résonance-antirésonance.

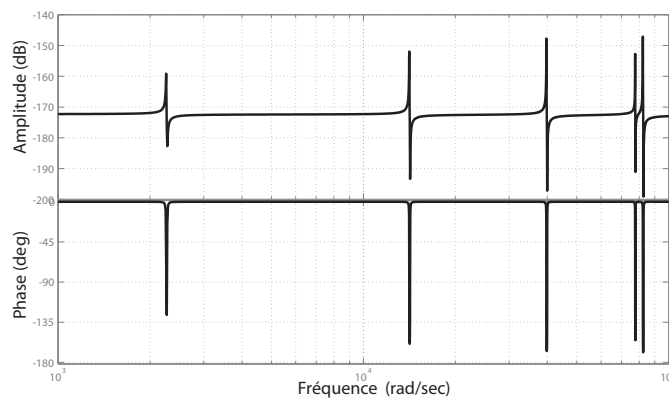


FIGURE 5.2 – Diagramme de Bode typique de l'admittance électrique d'une structure piézoélectrique

5.2/ MODÈLE PAR CIRCUIT ÉQUIVALENT

La modélisation par circuit équivalent, appelée également modélisation de Butterworth-Van Dyke (BVD) [Dye, 1925] consiste à modéliser le comportement d'un dispositif piézoélectrique via un circuit électrique équivalent. Le circuit équivalent, présenté dans la figure 5.3, représente l'activité électrique d'un crystal de quartz ou plus généralement d'un dispositif piézoélectrique travaillant à un mode de résonance naturel. C_0 représente la capacité statique du dispositif. R , C_c , et L représente la branche dynamique du circuit et sont nommés paramètres motionnels. Une équivalence électromécanique peut être formulée. L'inductance motionnelle L représente la masse modale du dispositif. La capacité motionnelle C_c représente la raideur modale et la résistance motionnelle R correspond aux pertes dans le dispositif. Il est à noter que les paramètres motionnels sont des données d'entrée possibles pour les logiciels de simulations électriques. Ces paramètres sont donc importants notamment pour incorporer le comportement d'un résonateur à quartz dans un circuit électrique (i.e. oscillateur à quartz).

La capacité statique est obtenue via les paramètres géométriques de la structure et la connaissance de la permittivité relative du matériau. Elle représente également le ratio

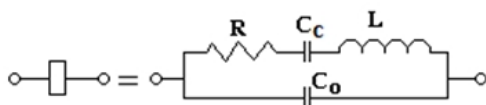


FIGURE 5.3 – Circuit équivalent d'un dispositif piézoélectrique pour un mode de résonance étudié (i.e. un résonateur à quartz)

entre la différence de potentiel aux bornes du dispositif, V_0 , et la charge électrique, q_0 . En électrostatique, pour une structure mécaniquement libre ($\mathbf{T}_p=0$), l'équation (5.6) combinée à l'équation (5.5) donne la relation (5.29).

$$\mathbf{D}_i = (\varepsilon_{ik}^S + e_{iq}(C_{pq}^E)^{-1}e_{kp})\mathbf{E}_k = \varepsilon_{ik}^T\mathbf{E}_k \quad (5.29)$$

La charge électrique est donnée par la relation (5.30).

$$q = \iint_S \mathbf{D} \cdot \mathbf{n} \, ds \quad (5.30)$$

où \mathbf{n} est le vecteur normal aux électrodes et S la surface du dispositif étudié (m^2).

En supposant que le champ électrique est linéaire dans l'épaisseur de la structure et que l'épaisseur est portée par l'axe 2 (ou axe \vec{y}), l'équation (5.31) peut être écrite.

$$q = \frac{S}{h} \varepsilon_{22}^T V \quad (5.31)$$

Finalement, la capacité statique est donnée par la relation (5.32).

$$C_0 = \frac{S}{h} \varepsilon_{22}^T = \frac{S}{h} \varepsilon_{r22}^T \varepsilon_0 \quad (5.32)$$

où ε_{22} , ε_{r22}^T et ε_0 sont respectivement la permittivité absolue ($pF.m^{-1}$), la permittivité relative du matériau piézoélectrique étudié à contrainte nulle (-) et la permittivité du vide ($\varepsilon_0=8.86 pF.m^{-1}$). Dans le cas du quartz, ce matériau est très peu couplé, par conséquent $\varepsilon_{r22}^T \approx \varepsilon_{r22}^S$.

Pour calculer les paramètres motionnels C_c et L , deux analyses modales sont réalisées. Les conditions aux limites mécaniques sont l'encastrement des surfaces extérieures du dispositif.

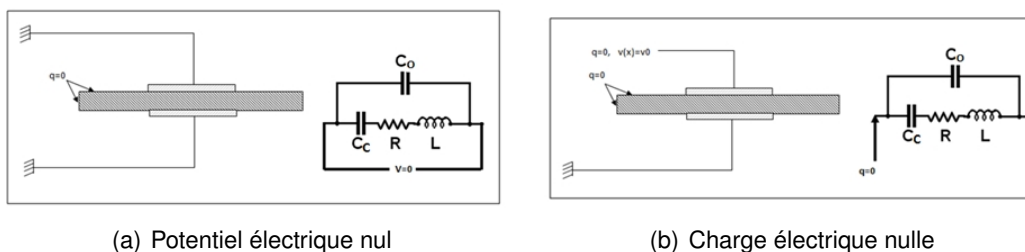


FIGURE 5.4 – Conditions aux limites du dispositif

Pour la première simulation, les électrodes sont laissées libres en circuit ouvert comme le montre figure la 5.4 (a). Le potentiel électrique entre les électrodes du dispositif est donné par l'équation (5.33).

$$V_a = V_R + V_L + V_c = 0 \quad (5.33)$$

où V_R, V_L et V_c sont respectivement le potentiel électrique (V) aux bornes de la résistance motionnelle, aux bornes de l'inductance motionnelle et aux bornes de la capacité motionnelle. Alors, ces différents potentiels sont donnés par les équations (5.34).

$$\begin{aligned} V_R &= Ri = RC_c \frac{dV_c}{dt} \\ V_L &= L \frac{di}{dt} = LC_c \frac{d^2V_c}{dt^2} \end{aligned} \quad (5.34)$$

La relation (5.35) est une équation différentielle en V_c .

$$LC_c \frac{d^2V_c}{dt^2} + RC_c \frac{dV_c}{dt} + V_c = 0 \quad (5.35)$$

Pour un système conservatif ($R = 0$), la fréquence naturelle est donnée par la relation (5.36) issue de l'équation (5.35). La résistance motionnelle peut être calculée en considérant la viscosité du matériau [Wang et al., 2010]. Mais, en première approche, sur un matériau de type quartz naturellement peu amorti, le coefficient d'amortissement peut être négligé.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_c}} \quad (5.36)$$

Le deuxième calcul est effectué pour le circuit électrique parallèle présenté en figure 5.4 (b). Les relations (5.37) peut alors être écrites..

$$\begin{aligned} V_0 &= V_c + V_L \\ q_0 + q_c &= 0 \end{aligned} \quad (5.37)$$

où V_0, q_0 et q_c sont respectivement le potentiel électrique (V) aux bornes de la capacité statique et les charges électriques (C) passant au travers des capacités, statique et dynamique.

La fréquence naturelle est donnée par l'équation (5.38).

$$f_a = \frac{\sqrt{1 + \frac{C_0}{C_c}}}{2\pi \sqrt{LC_c}} \quad (5.38)$$

En combinant les équations (5.38) et (5.36), les relations entre les paramètres motionnels (5.39) et (5.40) sont obtenues.

$$C_c = \left[\left(\frac{f_a}{f_r} \right)^2 - 1 \right] C_0 \quad (5.39)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 C_c} \quad (5.40)$$

5.3/ MODÉLISATION NON-LINÉAIRE

Sur la figure 5.5, nous pouvons observer un micro-isolateur à un degré de liberté exploitant une poutre élancée comme structure élastique et des couches piézoélectriques comme transducteurs [27]. Le dispositif présente une non-linéarité géométrique due au bi-encastrement de la poutre. Par ailleurs, les couches piézoélectriques déposées présentent une épaisseur de l'ordre de $2 \mu m$. Dans [27], il a déjà été mesuré un comportement non-linéaire d'actionnement dû au dépassement de la limite en tension du domaine piézoélectrique linéaire (de l'ordre de quelques volts). L'idée est de développer un modèle numérique permettant la prise en compte de ces deux non-linéarités pour ensuite analyser leur influence sur le système contrôlé.

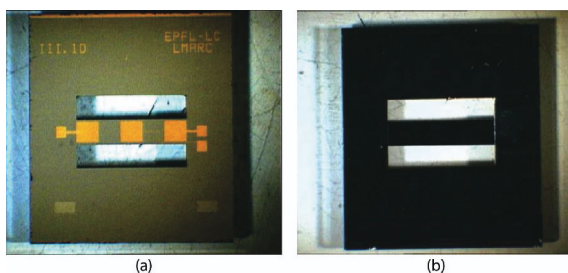


FIGURE 5.5 – Zoom sur la structure en silicium étudiée.(a) côté recto, (b) côté verso.

5.3.1/ EQUATIONS MÉCANIQUES DU MOUVEMENT

Dans le plan (O, \vec{x}, \vec{y}) , nous considérons les vibrations en flexion d'une poutre élancée. Les hypothèses d'Euler-Bernoulli sont appliquées. u et w sont respectivement les déplacements axial et transversal de la poutre. Afin d'éviter de surcharger les expressions développées, les variables x et t sont omises. Comme la structure est fine, nous considérons des petites déformations et des rotations de section modérées [Erlicher and Bourquin, 2008]. Par conséquent, $u'^2 \ll u' \ll 1$ et $w'^2 \ll w' \ll 1$.

D'après [5], les équations de mouvement sont données par les expressions (5.41) :

$$\begin{aligned} \rho S \ddot{w} + EI w^{(4)} - ES [(u' + \frac{1}{2} w'^2) w'' + (u'' + w' w'') w'] &= f_w \\ \rho S \ddot{u} - ES (u'' + w' w'') &= f_u \end{aligned} \quad (5.41)$$

où E , S , I , f_w et f_u sont respectivement le module de Young (GPa), la section de la poutre (m^2), le moment d'inertie (m^4), la force extérieure appliquée au système suivant l'axe \vec{y} et la force extérieure appliquée au système suivant l'axe \vec{x} .

Les conditions aux limites mécaniques extérieures sont données par (5.42).

$$\begin{cases} u(0, t) = 0 & u(L, t) = 0 \\ w(0, t) = 0 & w(L, t) = 0 \\ w'(0, t) = 0 & w'(L, t) = 0 \end{cases} \quad (5.42)$$

5.3.2/ EFFET FERROÉLECTRIQUE

Les hypothèses d'Euler-Bernoulli sont conservées pour les éléments piézoélectriques [Collet, 1996]. Par conséquent, les équations de mouvement du système complet

peuvent s'écrire sous la forme (5.43).

$$\begin{aligned} \rho S \ddot{w} + EIw^{(4)} - ES[(u' + \frac{1}{2}w'^2)w'' + (u'' + w'w'')w'] \\ = f_w + \frac{h}{2}e_{31}VI\frac{\partial^2 P(x,x_p)}{\partial x^2} \\ \rho S \ddot{u} - ES(u'' + w'w'') = f_u \end{aligned} \quad (5.43)$$

où h , e_{31} , l et V sont respectivement l'épaisseur de la poutre (m), le coefficient de couplage électromécanique des couches de transduction ($N.m^{-1}.V^{-1}$), la largeur de la poutre (m) et le potentiel électrique appliqué aux électrodes d'actionnement (V). La fonction de polarisation P représente dans le même temps la polarisation et la localisation des couches de transduction. Dans le cas étudié, la figure 5.6 donne la physionomie de la fonction $P(x) = H(x) - H(x - L_1) + H(x - L_2) - H(x - L)$ où $H(x)$ est la fonction de Heaviside, L_1 et L_2 les longueurs des électrodes d'actionnement et L la longueur de la poutre.

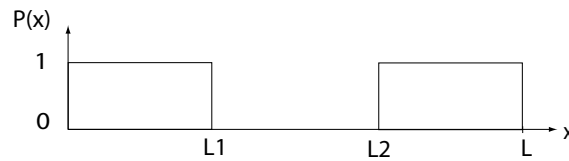


FIGURE 5.6 – Distribution de Heaviside de la polarisation et de la localisation des couches d'actionnement

Après application de la distribution de Heaviside, les équations (5.44) sont obtenues.

$$\begin{aligned} \rho S \ddot{w} + EIw^{(4)} - ES[(u' + \frac{1}{2}w'^2)w'' + (u'' + w'w'')w'] = f_w + \\ \frac{h}{2}e_{31}VI(\delta'(x) - \delta'(x - L_1) + \delta'(x - L_2) - \delta'(x - L)) \\ \rho S \ddot{u} - ES(u'' + w'w'') = f_u \end{aligned} \quad (5.44)$$

Les conditions aux limites mécaniques sont données par les équations (5.42). Dans les équations (5.44), le coefficient de couplage électromécanique des couches de transduction est supposé constant. Pour prendre en compte les non-linéarités observées sur la partie actionnement, le coefficient de couplage peut être identifié comme une fonction polynomiale du champ électrique ou du champ de contrainte mécanique [Beige and Schmidt, 1982, Bryant, 1986, Joshi, 1992]. Dans notre modèle, une description polynomiale en fonction du champ électrique appliqué est choisie pour le coefficient piézoélectrique, e_{31} . Une dépendance cubique (5.45) est sélectionnée sur la base de l'analyse bibliographique [Beige and Schmidt, 1982, Bryant, 1986, Joshi, 1992] et de constatations expérimentales.

$$e_{31}(V) = \alpha + \beta V + \gamma V^2 + \delta V^3 \quad (5.45)$$

Afin de déterminer α , β , γ et δ , une identification expérimentale doit être effectuée.

Par conséquent, en prenant en compte les non-linéarités géométriques et matériaux, les équations de mouvement (5.46) sont obtenues avec les conditions aux limites mécaniques associées (5.42).

$$\begin{aligned} \rho S \ddot{w} + EIw^{(4)} - ES[(u' + \frac{1}{2}w'^2)w'' + (u'' + w'w'')w'] = f_w + \\ \frac{h}{2}(\alpha + \beta V + \gamma V^2 + \delta V^3)VI[\delta'(x) - \delta'(x - L_1) + \delta'(x - L_2) - \delta'(x - L)] \\ \rho S \ddot{u} - ES(u'' + w'w'') = f_u \end{aligned} \quad (5.46)$$

5.3.3/ DISCRÉTISATION DU MODÈLE ET PROCESSUS DE RÉOLUTION

Pour la résolution, la méthode des éléments finis est employée. Les équations (5.46) sont implémentées dans le code "éléments finis" COMSOL multiphysics. La géométrie du dispositif est maillée. Les équations multiphysiques nonlinéaires sont discrétisées avec des éléments de poutre d'Euler. Cela conduit à un système discrétisé final avec 51 degrés de liberté pour 16 éléments finis. Le maillage est irrégulier à cause du positionnement des transducteurs. En raison des matériaux constitutifs (Silicium et PZT), le facteur d'amortissement structural est considéré faible ($\xi = 0.1\%$).

Une sollicitation monoharmonique est considérée pour générer les vibrations structurales, $V = V_{mag} \cdot \cos(\Omega t)$, où V_{mag} est l'amplitude de la tension électrique d'excitation (V) et Ω la pulsation du signal d'excitation (rad.s^{-1}). Pour le calcul, une méthode classique de type Newton-Raphson est employée. En effet, au vu des amplitudes du niveau d'excitation, le phénomène de bifurcation n'est pas atteint [Ribeiro and Petyt, 1999, Pérignon, 2004]. Par conséquent, la méthode de Newton-Raphson est le processus le plus simple garantissant une bonne précision de calcul. La courbe de réponse en fréquence est calculée en sollicitant harmoniquement la structure à proximité du premier mode propre de la structure (autour de 14 000 Hz).

Classiquement, pour obtenir la courbe de réponse en fréquence en terme de déplacement, deux séries de calculs sont nécessaires [Pérignon, 2004]. Un balayage fréquentiel de 13 000 Hz à 15 000 Hz est effectué avec un pas fréquentiel de 5 Hz.

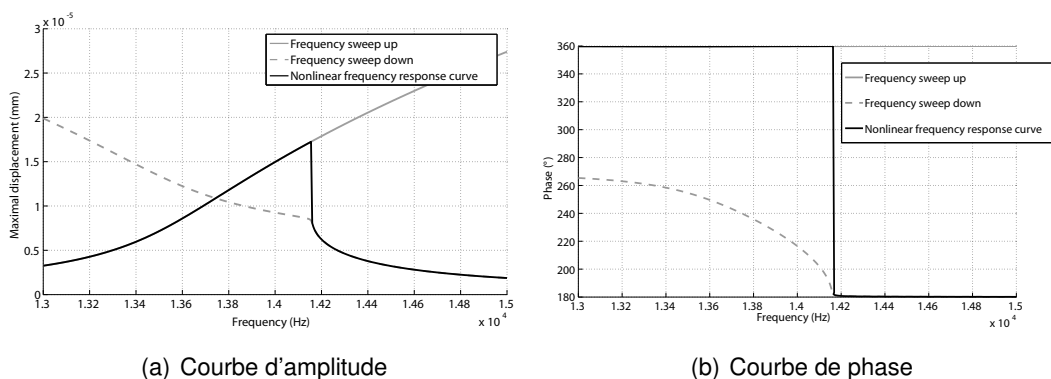


FIGURE 5.7 – Courbes de réponse en fréquence typique pour une excitation harmonique proche du premier mode propre de la structure étudiée (environ 14 000 Hz).

A chaque étape de calcul, la solution est conservée et utilisée comme condition initiale de l'étape suivante. Ainsi, il est possible de suivre la partie ascendante la courbe de réponse fréquentielle. Un balayage fréquentiel descendant est également effectué de 15 000 Hz à 13 000 Hz avec un pas fréquentiel de 5 Hz. Pour obtenir la courbe de réponse en fréquence finale, il est nécessaire de connecter les deux courbes obtenues.

Une condition de connexion est appliquée à la courbe de balayage fréquentiel descendant. En effet, l'amplitude saute de la courbe descendante vers la courbe montante quand le coefficient directeur de la courbe descendante se modifie brutalement. Une courbe de réponse en fréquence typique en amplitude est présentée en figure 5.7 (a) et sa courbe de phase en figure 5.7 (b). La méthodologie a été validée sur un cas d'étude classique (poutre bi-encastée en aluminium) [Bennouna, 1981, Ribeiro and Petyt, 1999, Harris et al., 2002]. Le comparatif est donné dans l'article [5].

MÉTHODES D'OPTIMISATION

L'optimisation est une activité qui vise à trouver la meilleure exploitation possible d'un système en fonction des besoins de l'application et des objectifs identifiés par le concepteur. En accélérométrie, une procédure d'optimisation peut être employée pour maximiser la sensibilité du capteur. En contrôle vibratoire, il est possible de déterminer la meilleure localisation des transducteurs sur la structure pour maximiser les performances de contrôle et limiter le coût énergétique. De manière assez générale, les procédures d'optimisation s'effectuent de manière itérative. Elles sont basées sur l'exploitation répétée des simulations issues d'un modèle du problème. Cette manière de fonctionner impacte directement les temps de calcul. A titre d'exemple, je présente le développement d'un critère d'optimisation dédié au placement de transducteurs shuntés par une résistance pour obtenir les meilleures performances de stabilisation tout en limitant la valeur de la résistance de shunt. Le critère obtenu est donc très spécifique et nécessite un nouveau développement pour être adapté à un autre système de contrôle. Dans la seconde partie de ce chapitre, une approche d'optimisation par méthode CSP est décrite. La grande force de cette démarche est qu'elle n'est pas basée sur l'exploitation de simulations mais sur la satisfaction des relations entre les paramètres d'intérêt du système et leur cohérence avec les domaines de définition de variables. Il est donc possible de converger extrêmement rapidement vers une solution globale du problème posé. Plus le système est contraint, plus vite la convergence sera obtenue. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'il est nécessaire d'avoir une description explicite du problème formé d'égalités, d'inégalités, de tableaux, d'abaques.... Mais il n'est pas possible, par exemple, d'exploiter des modèles discrétisés par la méthode des éléments finis. Par conséquent, il s'agit d'une excellente méthode pour introduire de l'optimisation pendant la phase de prédimensionnement de système complexe.

6.1/ CRITÈRE D'OPTIMISATION DÉDIÉ

6.1.1/ ÉTUDE DE SENSIBILITÉ

Les relations (5.25) et (5.26) sont réécrites sous la forme du système (6.1) dans le domaine de Laplace avec s la variable de Laplace.

$$\begin{bmatrix} M_{\mathbf{u}\mathbf{u}}s^2 + H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} + \Delta H_{\mathbf{u}\mathbf{u}} & -H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}H_{\mathbf{v}_a\mathbf{v}_a}^{-1} \\ -GH_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t & (s.I + G) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{q}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Nous projetons le déplacement \mathbf{u} sur la base des modes propres $\{\phi_i, \Omega_i\}_{i=1\dots N}$ en circuit

ouvert ($\mathbf{q}_a = \mathbf{0}$) avec ϕ_i , le vecteur de déformée propre du mode i et Ω_i , la valeur propre du mode i . Les vecteurs ϕ_i sont normalisés par rapport à la matrice de masse. Nous obtenons, en convention d'Einstein, l'expression (6.2).

$$\mathbf{u} = \phi_i \cdot \eta_i \quad (6.2)$$

On suppose que tous les patches piézoélectriques sont de mêmes dimensions donc possèdent tous la même capacité $H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}$ et des contrôleurs identiques. En injectant la relation (6.2) dans le système (6.1), nous obtenons l'équation matricielle (6.3).

$$\begin{bmatrix} I_N s^2 + \Omega^2 & -\phi^t H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a} H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} \\ -G H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t \phi & (s + G)I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \mathbf{q}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

avec I_N la matrice identité de dimensions N , Ω la matrice diagonale contenant les pulsations Ω_i , ϕ la matrice contenant les déformées modales ϕ_i et $\boldsymbol{\eta}$ le vecteur colonne contenant les contributions modales η_i .

Séparons les variables de l'équation (6.3).

$$[s^3 I_N + s^2 G I_N + s \Omega^2 + (\Omega^2 - \phi^t H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a} H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t \phi) G] \boldsymbol{\eta} = 0 \quad (6.4)$$

$$[-G H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t \phi (s^2 I_N + \Omega^2)^{-1} \phi^t H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a} H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} + (s + G)I] \mathbf{q}_a = 0 \quad (6.5)$$

Si nous considérons les pôles en circuit fermé, nous avons l'équation (6.6).

$$\omega^2 = \Omega^2 - \text{diag}(\phi^t \Delta H_{\mathbf{u} \mathbf{u}} \phi) \quad (6.6)$$

En considérant la relation (6.6), l'équation (6.4) s'écrit sous la forme (6.7)

$$[s^3 I_N + s^2 G I_N + s \Omega^2 + \omega^2 \cdot G - G \cdot R_{esu}] \boldsymbol{\eta} = 0 \quad (6.7)$$

avec R_{esu} une matrice à diagonale nulle ne comportant que les termes extradiagonaux de la matrice $\phi^t \Delta H_{\mathbf{u} \mathbf{u}} \phi$. La matrice R_{esu} peut être considérée comme négligeable pour des faibles valeurs de G [Monnier et al., 2005].

L'étude porte sur la sensibilité des pôles liés à la structure, s_m , et ceux liés au shunt par rapport à la valeur de la résistance de shunt, s_g . Il nous faut déterminer les variations de ces pôles en fonction des différents paramètres du système.

Nous considérons les pôles initiaux décrits par la famille (6.8).

$$\{s_m^0, s_g^0\} = \{\{\pm j \Omega_i\}_{i=1 \dots N}, \{0\}_{k=1 \dots n}\} \quad (6.8)$$

Les pôles liés à la structure mécanique sont solutions du déterminant de l'équation (6.7). La sensibilité des pôles mécaniques par rapport à G , autour de la valeur 0, est donnée par la relation (6.9).

$$\left(\frac{\partial s}{\partial G} \right)_{s=s_m^0, G=0} = \left(\frac{\frac{\partial H_1(s, G)}{\partial G}}{\frac{\partial H_1(s, G)}{\partial s}} \right)_{s=s_m^0, G=0} \quad (6.9)$$

avec $H_1(s, G)$ le déterminant de l'équation (6.7).

D'après [Monnier et al., 2005], l'expression de l'évolution des pôles mécaniques du système contrôlé, autour $G = 0$ et au premier ordre en G , est exprimée par l'équation (6.10).

$$s_{mi} = -G \frac{(\Omega_i^2 - \omega_i^2)}{2\Omega_i^2} \pm j\Omega_i \quad (6.10)$$

$$\iff s_{mi} = -(R.H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a})^{-1} \frac{(\Omega_i^2 - \omega_i^2)}{2\Omega_i^2} \pm j\Omega_i$$

Pour stabiliser au mieux la structure, c'est à dire pour obtenir le meilleur facteur d'amortissement, il faut augmenter la distance entre la fréquence propre du mode i en circuit ouvert, Ω_i , et la fréquence propre du mode i en circuit fermé, ω_i .

Les pôles liés au shunt sont les solutions du déterminant de la relation (6.5). La sensibilité des pôles liés au shunt par rapport à G , autour de la valeur 0, est exprimée par la relation (6.11).

$$H_2(s = 0, G) = 0 = \det(-GH_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t \phi(\Omega^2)^{-1} \phi^t H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a} H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} + (s + G).I) \quad (6.11)$$

avec $H_2(s, G)$ le déterminant de l'équation (6.5).

Grâce à l'orthogonalité des modes propres et à la normalisation des vecteurs propres par rapport à la masse, nous obtenons $\phi(\Omega^2)^{-1} \phi^t = K^{-1}$. K^{-1} correspond à la matrice de compliance de la structure. L'équation (6.11) peut se mettre sous la forme de la relation (6.12).

$$\det(-GH_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t K^{-1} H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a} H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} + (s + G).I) = 0 \quad (6.12)$$

La matrice carrée $H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t K^{-1} H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}$ correspond au complément dual de Schur associé à la distribution des patches sur la structure mécanique. Nous projetons l'équation (6.12) sur la base des modes propres $\{\psi_i, L_i\}_{i=1 \dots N}$ associée à la matrice $H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}^t K^{-1} H_{\mathbf{u} \mathbf{v}_a}$ de dimensions $n \times n$ avec ψ_i le vecteur des déformées propres du mode i et L_i la valeur propre du mode i . Les vecteurs ψ_i sont normalisés pour obtenir $\psi^t \psi = I$. Les pôles, solutions de l'équation (6.12), sont également solutions de la relation (6.13).

$$\det(-GLH_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} + (s + G).I) = 0 \quad (6.13)$$

avec L la matrice diagonale contenant les valeurs propres L_i .

Nous obtenons facilement la relation (6.14).

$$\left(\frac{\partial s}{\partial G} \right)_{s=s_g^0, G=0} = -GLH_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1} + I \quad (6.14)$$

On en déduit alors l'expression (6.15) de l'évolution des pôles de shunt, autour $G = 0$ et au premier ordre en G .

$$s_{gk} = G((H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1})_k . L_k - 1) \quad (6.15)$$

Par définition d'un shunt résistif, le système est stable. Les pôles de shunt restent donc négatifs. Pour limiter le niveau de la charge q_a , il est nécessaire de maximiser $|s_{gk}|$.

6.1.2/ OBTENTION DU CRITÈRE

D'après l'équation (6.6) et à couplage constant, plus la raideur $\Delta H_{\mathbf{u}\mathbf{u}}$, induite par les conditions électriques, est élevée, plus les pôles ω_i et Ω_i sont éloignés. Donc, plus la capacité du patch est faible, plus la distance entre les pôles ω_i et Ω_i est grande. Le facteur d'amortissement et la valeur de résistance en sont d'autant plus élevés. Cet effet est limité par les effets de raideur ajoutée par la structure mécanique du patch.

Issu de la relation (6.15), $(H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1})_k \cdot L_k - 1 = \frac{L_k - (H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a})_k}{(H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a})_k}$ représente le ratio apparent entre la raideur (ou "capacité") équivalente de la structure mécanique au niveau de la localisation du patch k et celle du patch k . Par conséquent, à couplage constant, plus le patch k possède une capacité élevée par rapport à la capacité équivalente de la structure mécanique, plus faible est la valeur de la résistance de shunt mais plus limitées sont les performances en termes d'amortissement. Il est donc nécessaire de trouver un compromis entre performances et dissipation d'énergie.

Sur le modèle du critère développé dans [Monnier et al., 2005], nous proposons le critère (6.16).

$$J_i = \frac{(\Omega_i^2 - \omega_i^2)}{2\Omega_i^2} \cdot \min_{k=1 \dots n} ((H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1})_k \cdot L_k - 1) \text{ pour } i=1 \dots N \quad (6.16)$$

Les variables de conception associées au critère sont les pulsations Ω_i à circuit ouvert, les pulsations ω_i à circuit fermé, la capacité des patches $H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}$ de contrôle et les valeurs propres L_k associée à la matrice $H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}^t K^{-1} H_{\mathbf{u}\mathbf{v}_a}$.

$\frac{(\Omega_i^2 - \omega_i^2)}{2\Omega_i^2}$ évalue l'amortissement modal de la structure complète. $\min_{k=1 \dots n} ((H_{\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a}^{-1})_k \cdot L_k - 1)$ donne la plus faible valeur de résistance nécessaire pour contrôler la structure.

6.2/ APPROCHE D'OPTIMISATION PAR MÉTHODE CSP BASÉE SUR LA PROPAGATION DE CONTRAINTES ET LE CALCUL PAR INTERVALLES

6.2.1/ CONTEXTE

Un problème d'optimisation sous contraintes avec variables mixtes peut être modélisé comme suit : $X = x_1, x_2, \dots, x_n$, un ensemble de n variables. La valeur de chaque x_i doit appartenir à \mathbb{R} ou à \mathbb{Z} .

$f : \mathbb{R}^r \times \mathbb{Z}^{n-r} \rightarrow \mathbb{R}$ est une fonction scalaire à minimiser telle que :

$$\begin{aligned} \forall i \in \{1, \dots, p\}, x \subseteq X, g_i(x) = 0 \text{ un ensemble de } p \text{ équations à satisfaire} \\ \forall j \in \{1, \dots, q\}, x' \subseteq X, h_j(x') \leq 0 \text{ un ensemble de } q \text{ inégalités à satisfaire} \end{aligned}$$

Deux grandes catégories de techniques de détermination d'un minimum global pour f sont décrites dans la littérature :

- *Les méthodes déterministes* : Dès que f , g_i et h_j sont des fonctions linéaires, les algorithmes de programmation linéaire en nombres entiers (*Mixed Integer Linear Programming (MILP)*) [Dantzig and Thapa, 1997, Dantzig and Thapa, 2003]

peuvent être utilisés pour trouver l'optimum global. De plus, quand f est une fonction quadratique, il est aisé d'utiliser les algorithmes de programmation quadratique successive (*Sequential Quadratic Programming (SQP)*) [Nocedal and Wright, 2006]. Malheureusement, dans le domaine de l'ingénierie, de nombreuses fonctions sont non linéaires. Les méthodes MILP et SQP peuvent éventuellement traiter ces fonctions en augmentant le nombre de variables du problème. Mais, d'une part, la complexité du problème est accrue et, d'autre part, les utilisateurs doivent procéder à des transformations spécifiques de manière à passer d'un problème non linéaire à un problème linéaire ou quadratique, si cela est possible. De cette manière et, en particulier, dans les cas de problèmes de conception, la structure du problème initial (c'est à dire les équations non linéaires et les inégalités) est perdue.

- *Les méthodes stochastiques* : Elles sont inspirées de la Nature et se nomment algorithmes génétiques (*Genetic Algorithms (GA)*), recuit simulé (*Simulated Annealing (SA)*) [Kirkpatrick et al., 1983] ou optimisation par essaims particulaires (*Particle Swarm Optimization (PSO)*) [Kennedy and Eberhart, 1995]. Toutes ces méthodes donnent une approximation de l'optimum global. Les principaux problèmes d'optimisation en ingénierie de conception ont été résolus via des algorithmes génétiques [Giraud, 2006]. Bien sûr, les algorithmes génétiques sont très utiles en ingénierie mais il est nécessaire de préciser deux points essentiels. D'une part, la capacité à trouver l'optimum global dépend des opérateurs de passage employés, du réglage de la fréquence de mutation et du temps de simulation. D'autre part, les fonctions g_i et h_j sont majoritairement prises en compte comme des fonctions de pénalité (i.e. dans la fonction-coût). Par conséquent, la structure initiale du problème de conception est à nouveau perdue.

A partir de ce constat, nous pouvons introduire une alternative aux méthodes précédentes. Le paradigme des problèmes de satisfaction de contraintes (*Constraint Satisfaction Problem (CSP)*) [Montanari, 1974] est une manière de modéliser et de résoudre des problèmes dès qu'ils sont spécifiés sous forme d'ensemble d'équations et d'inégalités. Initialement, la méthode CSP n'était pas une méthode d'optimisation. Elle permettait aux utilisateurs de trouver des solutions admissibles à un problème spécifique posé [Vargas et al., 1994]. A chaque itération, l'objectif du processus de résolution est de satisfaire toutes les contraintes (c'est à dire les ensembles d'inégalités et d'équations) en réduisant le domaine admissible des variables. Par conséquent, le processus de résolution passe à l'étape suivante si et seulement si toutes les contraintes du problème sont satisfaites à l'étape en cours. Il s'agit là d'une grande différence par rapport aux méthodes décrites précédemment. Mais, depuis les travaux de [Hansen and Walste, 2004], la modélisation CSP et ses mécanismes de résolution peuvent résoudre efficacement des problèmes d'optimisation globale. En outre, l'utilisation d'une modélisation CSP pour décrire des problèmes d'optimisation en ingénierie nous permet de garder la structure du problème initial tout au long du processus de résolution. De plus, la résolution d'un tel problème avec les mécanismes CSP nous donne la possibilité de trouver un optimum global de façon déterministe.

6.2.2/ PROBLÈME À SATISFACTION DE CONTRAINTES

Un problème à satisfaction de contraintes (*Constraint Satisfaction Problem (CSP)*) est défini par un triplet (X, D, C) tel que [Tsang, 1993] :

- $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$ est un ensemble fini de variables que l'on nomme variables de contraintes avec n , le nombre entier de variables à résoudre dans le problème étudié.
- $D = \{d_1, d_2, d_3, \dots, d_n\}$ est un ensemble fini de domaines de valeurs de X tel que :

$$\forall i \in \{1, \dots, n\}, x_i \in d_i \quad (6.17)$$

- $C = \{c_1, c_2, c_3, \dots, c_p\}$ est un ensemble fini de contraintes avec p , le nombre entier représentant le nombre de contraintes du problème.

$$\forall i \in \{1, \dots, p\}, \exists ! X_i \subseteq X / c_i(X_i) \quad (6.18)$$

Une contrainte est une relation mathématique (linéaire, quadratique, non-linéaire, Booléenne, ...) couvrant les valeurs d'un ensemble de variables. Plus précisément, les contraintes peuvent être du type :

- Logique : tel que $x = 1$ ou $y = 4$; $x = 3 \Rightarrow z = 5$
- Arithmétique : tel que $x > y$; $2x + 3y < z$
- Non-linéaire : tel que $\cos(x) < \sin(y)$
- Explicite : sous la forme de n -tuples de valeurs possibles telles que : $(x, y) \in (0, 0), (1, 0), (2, 2)$
- Complexe : tel que les valeurs de variable x, y, z doivent tous être différentes.

Les domaines de variables peuvent être :

- Discrets : sous la forme d'un ensemble de valeurs possibles.
- Continus : sous la forme d'intervalles de nombres réels.

Résoudre un CSP se résume à instancier chacune des variables de X tout en respectant les domaines de valeurs D et en même temps en satisfaisant l'ensemble des contraintes C . Le processus de résolution d'un CSP dépend du type de variables de contrainte. Un CSP défini par des variables entières, appelées CSP discret, est différent d'un CSP défini par des variables réelles, appelé CSP continu ou numérique.

- D'une part, pour résoudre un CSP discret, les méthodes employées sont celles issues de la recherche opérationnelle et de l'intelligence artificielle. Les premiers travaux sur ce point date de plus de 40 années [Waltz, 1972, Montanari, 1974, Mackworth, 1977]. Ces méthodes appliquées aux CSP discrets, de complexité exponentielle, sont basées sur le dénombrement et le filtrage. Ce filtrage, appelé également propagation de contraintes, permet la réduction des domaines de définition de variables pendant le processus de résolution.
- D'autre part, des CSP ont été développés avec des variables réelles définies dans des intervalles de valeurs. Cette technique basée sur la résolution par intervalles est une synthèse entre l'analyse par intervalles [Moore, 1966] et les CSP [Davis, 1984, Falting, 1994, Lhomme, 1993]. Plusieurs techniques ont été développées, dont l'une est présentée comme exemple dans [Benhamou and Granvilliers, 2006].

Pendant le processus de conception, les concepteurs utilisent et gèrent des règles de conception, des tables, des abaques, des relations diverses... Toutes ces structures doivent être modélisées comme des contraintes (relations mathématiques entre les variables). La communauté scientifique travaillant autour des CSP a développé des méthodologies prenant en compte ces objets particuliers rendant ainsi applicables l'approche CSP dans la conception de produits et de systèmes [Vargas et al., 1994, Yannou and Harmel, 2005, Yvars, 2009].

6.2.3/ RÉOLUTION DES CSP NUMÉRIQUES

Comme nous l'avons dit dans la partie précédente, les méthodes de résolution sont différentes pour les CSP discrets et pour les CSP numériques parce que :

- de manière générale, il n'est pas possible de déterminer la consistance des contraintes (c'est à dire de prouver l'existence d'au moins une solution) sur des nombres réels.
- la représentation des réels dans les calculs numériques n'est pas exacte. Des nombres à virgule flottante correspondent à un ensemble de nombres rationnels.
- l'utilisation de nombres à virgule flottante peut conduire à des erreurs d'arrondi.

6.2.4/ ARITHMÉTIQUE DES INTERVALLES

L'arithmétique des intervalles [Moore, 1966] est une méthode simple qui peut fournir les bornes, inférieure et supérieure, pour une fonction définie sur des inconnues d'intervalles. Un des avantages majeurs de cette méthode est qu'elle permet informatiquement de prendre en compte des erreurs d'arrondi. L'évaluation des intervalles d'une fonction aboutit à un intervalle qui garantit la prise en compte des limites exactes, inférieure et supérieure, de cette fonction.

On note \underline{x} , la limite inférieure, et \bar{x} , la limite supérieure de l'intervalle x . Les quatre opérations de base à utiliser sur des intervalles à virgule flottante sont les suivantes :

$$[\underline{x}, \bar{x}] + [\underline{y}, \bar{y}] = [\underline{x} + \underline{y}, \bar{x} + \bar{y}] \quad (6.19)$$

$$[\underline{x}, \bar{x}] - [\underline{y}, \bar{y}] = [\underline{x} - \bar{y}, \bar{x} - \underline{y}] \quad (6.20)$$

$$[\underline{x}, \bar{x}] * [\underline{y}, \bar{y}] = [\min(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y}), \max(\underline{x}\underline{y}, \underline{x}\bar{y}, \bar{x}\underline{y}, \bar{x}\bar{y})] \quad (6.21)$$

$$\left[\frac{\underline{x}, \bar{x}}{\underline{y}, \bar{y}} \right] = \left[\min\left(\frac{\underline{x}}{\underline{y}}, \frac{\underline{x}}{\bar{y}}, \frac{\bar{x}}{\underline{y}}, \frac{\bar{x}}{\bar{y}}\right), \max\left(\frac{\underline{x}}{\underline{y}}, \frac{\underline{x}}{\bar{y}}, \frac{\bar{x}}{\underline{y}}, \frac{\bar{x}}{\bar{y}}\right) \right], 0 \notin [\underline{y}, \bar{y}] \quad (6.22)$$

L'arithmétique des intervalles a été étendue pour prendre en compte d'autres opérateurs. Les contraintes quadratiques, trigonométriques, logarithmiques et non linéaires ont été développées.

A titre d'exemple, si $f(x) = x + \sin(x)$ alors, l'évaluation d'intervalle de f pour $x \in [1.1, 2]$ peut être calculée de la façon suivante :

$$f[1.1, 2] = [1.1, 2] + \sin[1.1, 2] = [1.1, 2] + [0.8912, 1] = [1.9912, 3] \quad (6.23)$$

De plus, dans les problèmes liés à des applications réelles, il est nécessaire d'implémenter ses propres contraintes appelées contracteur. Formellement, l'application $C_l : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ est un contracteur pour le sous-ensemble fermé $l \subset \mathbb{R}^n$ si et seulement si :

- $[x]$ un ensemble d'intervalles de \mathbb{R}^n communément appelée boîte.

—

$$\forall [x] \in \mathbb{R}^n \left\{ \begin{array}{l} C_l([x]) \subset [x] \text{ (appelée propriété du contracteur)} \\ C_l([x]) \cap l = [x] \cap l \text{ (appelée propriété de complétude)} \end{array} \right.$$

6.2.5/ TECHNIQUES DE CONSISTANCE

Les techniques de consistance permettent de filtrer les valeurs ou les ensembles de valeurs des domaines de définition qui participent à une solution. Plusieurs techniques de consistance existent dans la littérature. Elles emploient toutes les propriétés de complétude et du contracteur. Les deux principales catégories de techniques sont présentées.

- **Hull-consistance** : Prenons (X, D, C) un problème de satisfaction de contraintes avec un vecteur X à n variables et $[x]$ le domaine de x . (X, D, C) est dit Hull-consistant si pour chaque contrainte c incluse dans C et pour tout i ($1 \leq i \leq n$), il existe deux points dans $[x]$ qui satisfont c et dont les i_{th} coordonnées sont respectivement \underline{x}_i et \bar{x}_i . La propriété-clé de la Hull-consistance se situe dans la combinaison d'un raisonnement local et d'une représentation par intervalle des domaines de définition. Ce concept a apporté une amélioration décisive aux solveurs numériques traditionnels basés sur l'algorithme de Newton qui étaient seulement en mesure de contracter les domaines à l'échelle globale. A titre d'exemple, nous définissons une contrainte à deux variables :

$$y = x^2 \text{ avec } (x, y) \in [0, 2] \times [0, 2] \quad (6.24)$$

Le calcul de la Hull-consistance peut démarrer. $x^2 \in [0, 2]$ implique $x \in [-1.414, 1.414] \cap [0, 2]$. Finalement, $x \in [0, 1.414]$. Le nouveau produit cartésien $(x, y) \in [0, 1.414] \times [0, 2]$ est alors dit Hull-consistant avec la contrainte initiale définie en (6.24) et l'intervalle x est réduit.

La méthode de contrôle de la Hull-consistance utilise une évaluation montante et un mécanisme de propagation descendante selon un arbre binaire. Prenons le CSP non Hull-consistant (6.25) pour illustrer le processus.

$$(x, y, z, [5, 9], [3, 8], [5, 10], z = x + y) \quad (6.25)$$

Les figures 6.1 et 6.2 présentent les mécanismes de propagation appliqués à (6.25). Le processus démarre selon un cheminement de bas en haut dans l'arbre binaire appelé évaluation montante. L'expression $x + y$ est évaluée par l'application de l'addition des intervalles, $[5, 9] + [3, 8] = [8, 17]$. La racine de l'arbre binaire correspond à l'intersection $[5, 10] \cap [8, 17] = [8, 10]$. La propagation descendante démarre à la fin de l'évaluation montante. La contrainte étudiée est projetée selon un cheminement de haut en bas dans l'arbre binaire. Nous commençons par la racine de l'arbre binaire, l'intervalle $[8, 10]$ est croisé avec ses noeuds enfants. Les deux domaines enfants deviennent $[8, 10]$ et la Hull-consistance du domaine de z est obtenue. Ensuite, la Hull-consistance du domaine de y est calculée suivant (6.26). Le même principe est appliqué au domaine de x selon (6.27).

$$y \in [3, 8] \cap ([8, 10] - [5, 9]) = [3, 8] \cap [-1, 5] = [3, 5] \quad (6.26)$$

$$x \in [5, 9] \cap ([8, 10] - [3, 8]) = [5, 9] \cap [0, 7] = [5, 7] \quad (6.27)$$

Notons que la propriété du contracteur est vérifiée (i.e. $[8, 10] \subset [5, 10], [3, 5] \subset [3, 8], [5, 7] \subset [5, 9]$). Ce processus est récursivement appliquée à chaque contrainte du CSP jusqu'à atteindre un point fixe. En effet, si f est un contracteur et I un intervalle, il est très facile d'établir que la série :

$$\begin{cases} u_0 = I \\ u_n = f(u_{n-1}) \quad (n \geq 1) \end{cases} \text{ converge vers la solution de l'équation } f(x) = x. \\ \text{x est appelé point fixe de f.}$$

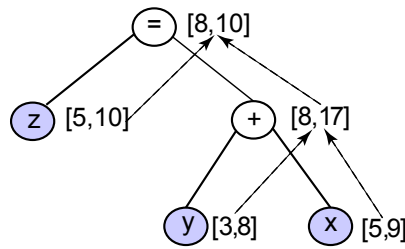


FIGURE 6.1 – Hull-consistance - Evaluation montante

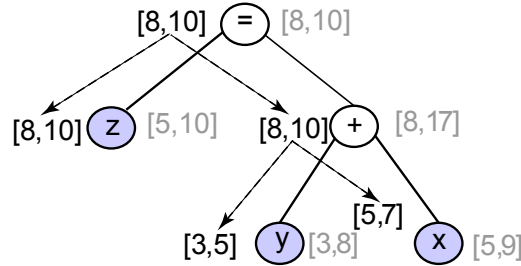


FIGURE 6.2 – Hull-consistance - Propagation descendante

- **Box-consistance** : La Box-consistance est une relaxation de la Hull-consistance [Benhamou et al., 1994]. Le principe est de remplacer le test de satisfaction de contraintes sur le domaine réel par une procédure de réfutation sur le domaine des intervalles. Pour être plus précis, examinons la définition de la consistance d'arc. Une valeur $v_k \in D_k$ est inconsistante, si $\forall v_1 \in D_1, \dots, v_k \in D_k, \dots, v_n \in D_n, c(v_1, \dots, v_n) \neq 0$. Une expression équivalente est que la gamme de c sur le domaine $D_1 \times D_2 \times \dots \times D_{k-1} \times \{v_k\} \times D_{k+1} \times \dots \times D_n$ soit non nul. L'idée principale est de calculer un super-ensemble de cette gamme en utilisant n'importe quelle extension d'intervalle de c . Ainsi, une valeur peut être éliminée si tout super-ensemble de la gamme est non nul. Alors la définition de la Box-consistance est la suivante :
si nous avons x_k une variable de CSP et D_k le domaine de x_k et $\forall v_k, 0 \in c(D_1, \dots, D_{k-1}, \{v_k\}, D_{k+1}, \dots, D_n)$ alors le domaine de x_k est box-consistant. Sinon, l'objectif est de trouver les valeurs extrêmes dans D_k qui soient cohérentes. La mise en oeuvre standard utilise une procédure de recherche par dichotomie, qui exploite la propriété de monotonie de l'évaluation des intervalles. A titre d'exemple, soit $y - x^2 = 0$ une contrainte et $(x, y) \in [0, 1] \times [0, 6]$. La borne de gauche de y est box-consistante puisque 0 appartient à l'intervalle obtenu $0 - [0, 1]^2 = [-1, 0]$. A l'inverse, la borne de droite est inconsistante. Alors, le domaine de y peut être divisé pour déterminer une borne de droite cohérente, comme suit :

$$\begin{aligned}
 [3, 6] - [0, 1]^2 &= [2, 6] \text{ alors } [3, 6] \text{ est éliminé} \\
 [0, 3] - [0, 1]^2 &= [-1, 3] \\
 [1.5, 3] - [0, 1]^2 &= [0.5, 3] \text{ alors } [1.5, 3] \text{ est éliminé} \\
 [0, 1.5] - [0, 1]^2 &= [-1, 1.5]
 \end{aligned}$$

Le domaine final calculé pour y est l'intervalle $[0, 1]$. Cependant, il est clair que la recherche converge lentement. Une méthode de Newton par intervalle peut être utilisée pour accélérer la convergence [Benhamou et al., 1994]. Le principal intérêt de la Box-consistance est sa capacité à gérer le problème d'élimination des calculs d'ensemble. En fait, la technique de la Hull-consistance est équivalente et moins coûteuse quand la variable considérée n'est présente qu'une seule fois dans la

contrainte.

Si un CSP numérique est Hull ou Box consistant, la propriété principale est que si une solution d'intervalle d'un CSP numérique existe, elle se situe à l'intérieur des intervalles retournés par les algorithmes de consistance. Dans la pratique, cette condition est nécessaire mais pas suffisante et nous avons besoin d'un algorithme complémentaire pour trouver les solutions d'intervalle réelles.

6.2.6/ STRATÉGIES ET ALGORITHMES "GÉNÉRER ET TESTER"

Les algorithmes "générer et tester" (*Branch and Prune algorithms*) sont utilisés pour trouver les intervalles solutions d'un CSP numérique comme le montre la figure 6.3. L'objectif est d'obtenir pour chaque variable une borne supérieure et une borne inférieure les plus proches possibles de chaque solution du CSP numérique (X, D, C) . Pour atteindre cet objectif, un algorithme "générer et tester" applique de manière récursive un opérateur de filtrage (c'est à dire un opérateur de Box-consistance ou de Hull-consistance) après avoir généré un arbre contenant un ensemble de solutions possibles. Le but de la recherche est de parcourir cet arbre (en le construisant au fur et à mesure) jusqu'à trouver une solution au problème tandis que le filtrage consiste à « élaguer » cet arbre en supprimant toutes les parties n'aboutissant qu'à des contradictions

Le processus démarre avec un CSP (X, D, C) donné. La liste de solutions L est alors vide (i.e. $\{\}$). A chaque étape, une variable est choisie (via la fonction *ChooseVariable*), son intervalle de définition D est découpé en deux sous-intervalles D_1 et D_2 . L'opérateur de filtrage est appliqué à chacun des deux sous-intervalles pour toutes les contraintes de C . Il réduit alors l'intervalle de définition des autres variables du CSP. Si une précision correcte est obtenue pour D (i.e. une solution est atteinte), l'ensemble des intervalles résultats est ajouté à l'ensemble des intervalles solutions du CSP L . Sinon, le processus de découpage continue jusqu'à obtenir un intervalle vide. Le test d'obtention d'une précision correcte est effectué par la fonction *OKPrecise*. A la fin du processus, l'algorithme retourne L qui correspond à la liste des intervalles solutions pour le CSP numérique (X, D, C) donné.

```

BP(CSP(X, D, C), {})
begin
  D ← Prune(C, D)
  if notEmpty(D) then
    if OkPrecise(D) then Insert(D, L)
    else
      (D1, D2) ← Split(D, ChooseVariable(X))
      BP(CSP(X, D1, C), L)
      BP(CSP(X, D2, C), L)
    endif
  return L
end

```

FIGURE 6.3 – Algorithme "générer et tester"

Les algorithmes de recherche de solutions tels que l'algorithme "générer et tester" démarre le processus en sélectionnant l'intervalle de définition d'une variable à découper. L'ordre dans lequel ce choix est fait se réfère à l'ordre des variables. Une décision d'organisation correcte peut être cruciale pour obtenir un processus de résolution efficace pour des problèmes de la "vie réelle". Plusieurs heuristiques existent pour la sélection

de l'ordre des variables. Après la sélection de la variable à découper, les algorithmes doivent sélectionner un sous-intervalle provenant du domaine de définition de la variable. Cette sélection est appelée organisation des variables. Elle peut aussi avoir un impact important sur la durée du processus de résolution.

6.2.7/ OPTIMISATION ET PROBLÈME À SATISFACTION DE CONTRAINTES [HANSEN AND WALSTE, 2004]

Le principe d'optimisation adopté pour minimiser la valeur d'une variable réelle d'un CSP, notée f , est décrit sur la figure 6.4. Dans la pratique, f devrait être une variable égale à une expression de contrainte représentant le critère à minimiser. Le point-clé est de résoudre par dichotomie une séquence de CSP où l'ensemble des contraintes augmente d'un CSP à l'autre. Chaque CSP est résolu par une procédure "générer et tester". A chaque étape, nous ajoutons une contrainte exprimant que le prochain CSP doit être meilleur que le CSP actuel par rapport à la minimisation de la variable f . Le processus s'arrête sur le CSP qui minimise la valeur de la variable f lorsque la précision ϵ demandée est atteinte. Notons que la solution trouvée par cet algorithme est un optimum global.

```

OptimCSP( $X, D, C$ )
begin
 $f \in [f_{min}, f_{max}]$ 
 $CSP \leftarrow (X, D, C)$ 
while  $f_{max} - f_{min} > \epsilon$ 
     $C \leftarrow C \cup \{f < \frac{(f_{max} + f_{min})}{2}\}$ 
    if find a solution for CSP
         $f_{max} \leftarrow f_{val}$ 
    else
         $C \leftarrow C - \{f < \frac{(f_{max} + f_{min})}{2}\}$ 
         $f_{min} \leftarrow \frac{(f_{max} + f_{min})}{2}$ 
    endIf
endWhile
return  $[f_{min}, f_{max}]$ 
end

```

FIGURE 6.4 – Minimisation de la valeur d'une fonction par utilisation d'un CSP

6.2.8/ COMPARAISON AVEC D'AUTRES ALGORITHMES D'OPTIMISATION

Afin d'illustrer les principales différences entre les méthodes basées sur les intervalles et d'autres méthodes d'optimisation stochastiques ou déterministes, nous allons minimiser la fonction de Rastrigin avec plusieurs solveurs couramment utilisés.

Dans le domaine de l'optimisation mathématique, la fonction de Rastrigin est une fonction non convexe souvent utilisée comme un problème de test de performances pour les algorithmes d'optimisation. Il s'agit d'un exemple typique de fonction multimodale non linéaire avec un grand nombre de minima locaux et autant bassins d'attraction comme le montre la figure 6.5. Cette fonction a d'abord été proposée par Rastrigin [Torn and Zilinskas, 1989] comme une fonction à deux dimensions puis a été généralisée par [Muhlenbein et al., 1991].

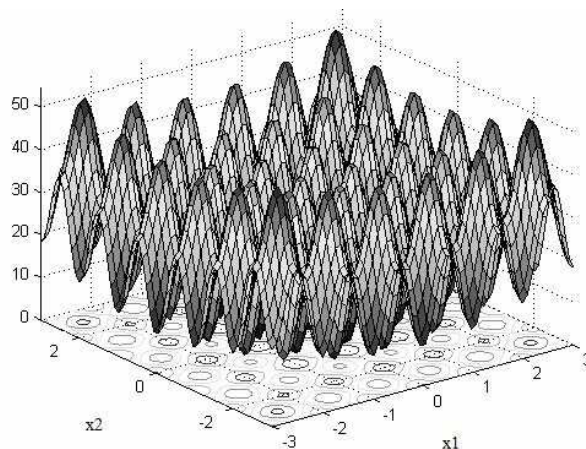


FIGURE 6.5 – Fonction de Rastrigin à deux dimensions

La fonction est définie par :

— $x = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$ où n est une valeur entière et sans signe donné.

— $f(x) = 10n + \sum_{i=1}^n (x_i^2 - 10 \cos 2\pi x_i)$

Dans le cas où $n = 2$, l'objectif est de *minimiser* $(f(x)) = 20 + x_1^2 + x_2^2 - 10(\cos 2\pi x_1 + \cos 2\pi x_2)$. Il est facile de voir que cette fonction possède un minimum globale pour $x = (0, 0)$ où $f(x) = 0$.

Trois solveurs classiques ont été utilisés pour atteindre ce minimum global : une méthode du gradient, un algorithme d'extraction de motifs (PatternSearch) et un algorithme génétique (GA). Le dernier solveur utilisé est un algorithme basé sur le calcul par intervalles (ICBA). Les trois solveurs classiques nécessitent d'être initialisés. Ici, nous démarrons avec $x_0 = (2, 3)$. De plus, GA a besoin d'une population initiale et vingt solutions initiales autour de x_0 ont été aléatoirement générées. ICBA n'a pas besoin d'un point initial. L'algorithme va essayer de trouver le minimum global à l'intérieur d'un espace d'exploration donné par les intervalles de définition suivants : x_1 dans $[-3, 3]$, x_2 dans $[-3, 3]$ et $f(x)$ dans $[0, 50]$. Les résultats sont donnés dans le tableau 6.1.

	Gradient	PatternSearch	GA	ICBA
x_1	1.99	1.99	0	0
x_2	2.99	-0.99	1.99	0
$f(x)$	12.9	5	4	0

TABLE 6.1 – Comparaison des solutions d'optimisation obtenues avec trois solveurs classiques et un solveur basé sur le calcul par intervalles.

La méthode du gradient atteint rapidement une solution locale dépendante du point de départ x_0 , mais n'explore absolument pas le champ de solutions en dehors du bassin d'attraction de x_0 . L'algorithme d'extraction de motifs utilise plus d'évaluations de la fonction que la méthode du gradient. De plus, elle recherche des solutions dans plusieurs bassins d'attraction pour arriver à une meilleure solution. L'algorithme génétique prend beaucoup plus d'évaluations que l'algorithme d'extraction de motifs. Il arrive à obtenir une solution légèrement meilleure. ICBA, quant à lui, atteint le minimum global. Il divise de manière itérative le domaine de $f(x)$ comme suit $[0, 50]$, $[0, 25]$, $[0, 12.5]$, ... jusqu'à obtenir $[0, u_B]$ où u_B est la borne supérieure minimum de l'intervalle de $f(x)$. A chaque étape, ICBA

tente d'inverser $f(x)$ avec un algorithme de consistance de type Box ou Hull. À la fin du processus, le vrai minimum global est donné.

BANCS D'ESSAIS ET DE MESURES

Comme énoncé en introduction, la modélisation reste un exercice complexe et délicat. Son développement doit nécessairement s'appuyer sur une activité expérimentale soutenue. Les mesures préliminaires sur un dispositif permet d'orienter sa modélisation. La modélisation d'un système ne peut être maîtrisée que si les données d'entrée sont issues d'une approche expérimentale rigoureuse. Par ailleurs, tout le processus de vérification et de validation permet de confirmer, d'infirmer ou de corriger les modélisations produites. La nécessité de toutes ces étapes de mesures échappe souvent aux chercheurs plus théoriciens alors qu'elles représentent en général une part considérable (notamment en temps) du travail de recherche en modélisation. Ce chapitre présente quelques bancs d'essais et de mesures qui ont été conçus et mis en place au cours de mes recherches.

7.1/ CARACTÉRISATION D'UNE MICRO-SUSPENSION ACTIVE PIÉZO-COMPOSITE

Une photographie d'ensemble du dispositif expérimental utilisé pour valider le fonctionnement des micro-suspensions actives est proposée en figure 7.1.

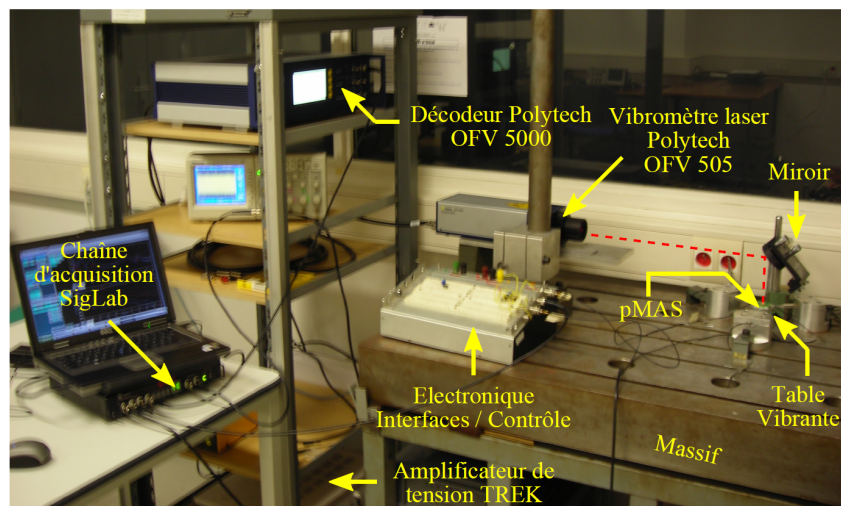


FIGURE 7.1 – Vue d'ensemble du banc d'essai

7.1.1/ INTERFACE DU MICRO-SYSTÈME

La micro-suspension active piézocomposite (p-MAS) à caractériser est collée au centre d'une plaquette à circuits imprimés (PCB). Les électrodes du micro-système et les pistes du circuit imprimé sont ensuite liées par des fils d'or fin (de diamètre $30\ \mu\text{m}$) réalisés par "wire bonding". La plaquette PCB permet ainsi de réaliser les connections électriques du micro-système à l'électronique extérieure utilisée pour les tests ou l'application du contrôle. L'ensemble est ensuite collé sur une plaquette aluminium qui apporte une rigidité supplémentaire à la carte PCB avant sa fixation au centre de la table vibrante. En raison du rôle important joué par le raidisseur, il est représenté dans le schéma comme élément réalisant la connection mécanique du système à la table vibrante.

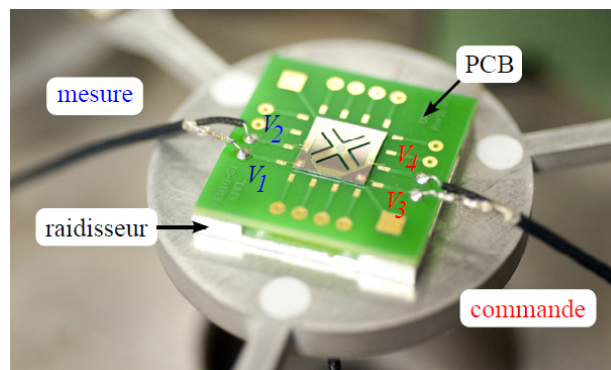


FIGURE 7.2 – Vue détaillée d'une micro-suspension active interfacée

7.1.2/ TABLE VIBRANTE

Le dispositif employé pour imposer une accélération à la base du dispositif est une table vibrante conçue aux cours des travaux [27]. La table vibrante est suspendue par trois poutres épaisses encastrées au massif à leur extrémités. Les trois poutres sont équipées de patches céramiques PZT. Une tension d'actionnement identique est imposée aux bornes des trois patches par l'intermédiaire d'un amplificateur de tension (TREK) de gain $100\ \text{V/V}$. En théorie, ce montage devait permettre d'obtenir des déplacements de la table centrale selon la normale au plan du dispositif. En pratique, en raison des petites différences qui existent entre les encastremets, les propriétés des céramiques et de leurs liaisons (par collage), des rotations de la table selon un axe du plan sont observées. L'accélération au centre de la table à la base du dispositif en réponse à un bruit blanc imposé à l'entrée de l'amplificateur de tension est utilisée comme référence pour les différents transferts expérimentaux.

7.1.3/ BANC DE MESURE OPTIQUE

Un vibromètre laser (Laser POLYTECH OFV 505), connecté à un décodeur (OFV 5000), est utilisé pour la mesure de la vitesse absolue d'un point du système. Le faisceau incident émis par le laser He-Ne est pointé sur le micro-système par l'intermédiaire d'un miroir orienté à 45° . Ce même miroir renvoie le faisceau réfléchi par la structure en direction de l'interféromètre situé dans la tête de mesure optique. Les variations de longueur

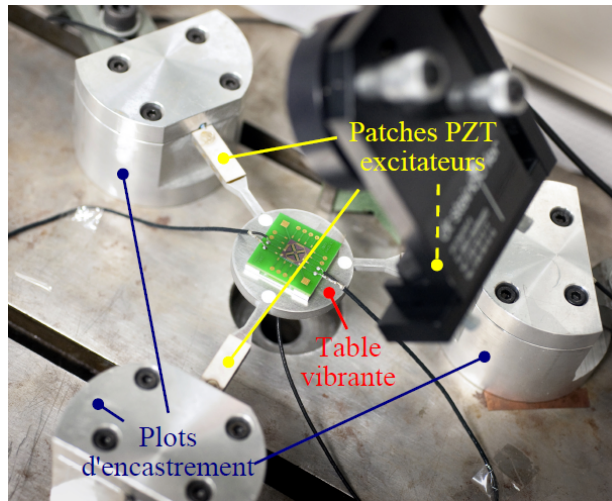


FIGURE 7.3 – Table vibrante employée pour imposer une accélération à la base du micro-système

d'onde entre le faisceau incident et le faisceau réfléchi sont provoquées par l'effet Doppler. Le signal en sortie du capteur est proportionnel à la vitesse absolue de la cible. Le miroir peut être translaté pour mesurer la vitesse de l'îlot d'isolation au centre du dispositif ou la vitesse de la carte PCB au plus proche de la plateforme centrale.

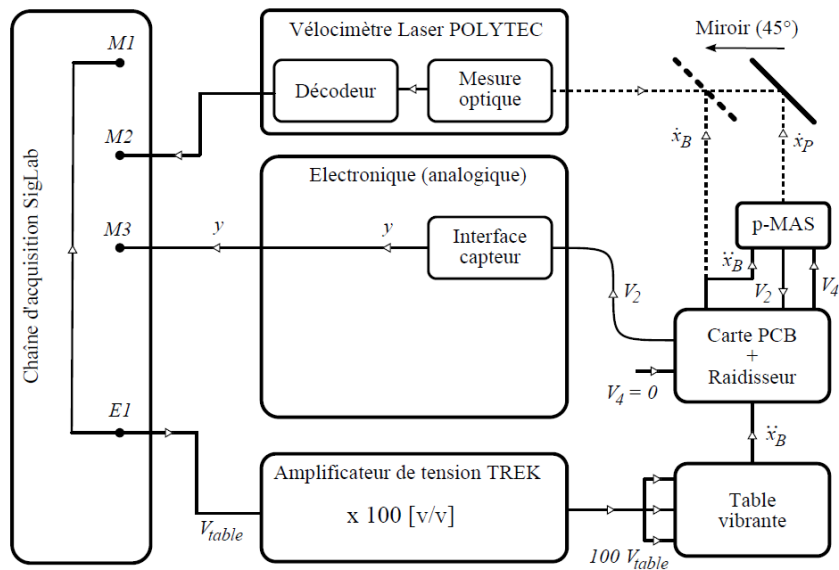


FIGURE 7.4 – Configuration du montage expérimental pour la réalisation des test de caractérisation sous accélération

7.1.4/ EXCITATION DU SYSTÈME ET ACQUISITION DES DONNÉES

Une chaîne d'acquisition numérique (Siglab) reliée à un ordinateur permet de générer un signal d'excitation et d'enregistrer simultanément les réponses du système testé à chaque

période d'échantillonnage. Les résultats expérimentaux sont obtenus en imposant un signal d'excitation bruit blanc sur une bande de fréquence de 20kHz. La fréquence d'échantillonnage à laquelle les données temporelles sont enregistrées est supérieure à deux fois la largeur de bande $f_e = 51,2$ kHz. Le traitement des données enregistrées par un algorithme de Transformée de Fourier Discrète (intégré dans le logiciel) permet d'obtenir les réponses en fréquence du système étudié.

7.2/ CARACTÉRISATION MÉCANIQUE D'UNE COUCHE DE DIFFUSION DE GAZ (GDL) EN COMPRESSION

7.2.1/ DISPOSITIF DE MESURE MÉCANIQUE

Afin de mécaniquement caractériser une Couche de Diffusion de Gaz (GDL) pour de grands charges statiques et pour des charges dynamiques avec différentes fréquences d'excitation, une machine d'essais de type DMA (*Dynamic Mechanical Analysis*) (Metra-vib VA2000) est utilisée [MetraVib ACOEM, 2014]. Ce dispositif est montré en figure 7.5.

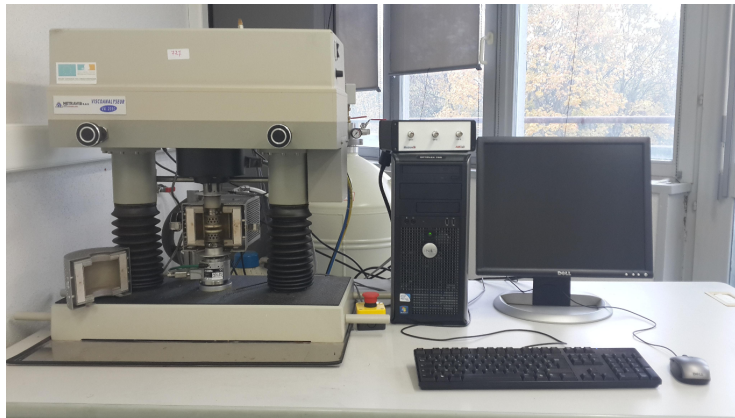


FIGURE 7.5 – Machine d'essais de type DMA (*Dynamic Mechanical Analysis*)

Paramètre	Unité	Amplitude	Précision	Résolution
Force	(N)	$\pm[0.01, 100]$	1.0e-3	1.0e-6
Displacement	(μm)	$\pm[1, 6000]$	0.1	1.10e-3
Phase	(degré)	[0,90]		± 0.1

TABLE 7.1 – Caractéristiques de la machine d'essais de type DMA

Cette machine d'essais est généralement constituée d'un capteur de déplacement, d'un système de réglage de température, d'un capteur de force, d'un moteur d'actionnement permettant d'appliquer les conditions de contraintes spécifiques, d'un arbre d'actionnement et d'un système de guidage [Menard, 2008]. Deux conditions d'utilisation sont alors possibles : soit une contrainte sinusoïdale est appliquée à l'échantillon et la déformation résultante est mesurée, soit une déformation sinusoïdale est appliquée à l'échantillon et la contrainte résultante est déduite. Dans tous les cas, le but des essais est de déterminer le module de Young complexe du matériau constitutif de l'échantillon analysé en fonction

de la température et de différents paramètres liés à la sollicitation. Un schéma de principe de la machine d'essais de type DMA est présenté en figure 7.6. Dans le tableau 7.1, les caractéristiques de la machine d'essais sont données.

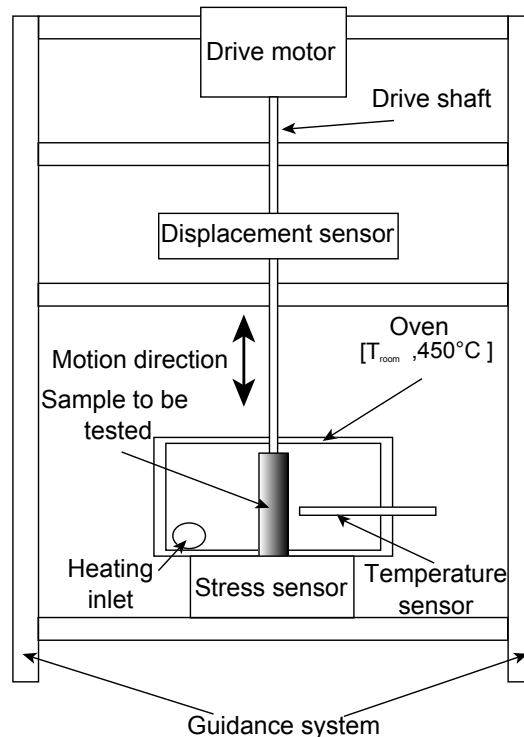


FIGURE 7.6 – Schéma de principe de la machine d'essais de type DMA

7.2.2/ CONCEPTION DES PORTE-ÉCHANTILLONS

Un soin particulier est apporté à la conception des porte-échantillons qui sont utilisés dans la machine d'essais. L'objectif des essais est de caractériser en compression les couches de diffusion de gaz (GDL) c'est à dire de déterminer le module de compression de la GDL pour des pré-chargeurs statiques supérieurs à 10 MPa ce qui est représentatif des champs de contraintes subies en fonctionnement [Montanini et al., 2011] et des sollicitations dynamiques diverses. Comme la machine d'essais dont nous disposons génère une force maximale de l'ordre de 65 N, la surface de contact du porte-échantillon est dimensionnée pour permettre d'atteindre au minimum 10 MPa. Le porte-échantillon conçu pour le processus de caractérisation est présenté en figure 7.7.

A cause de la faible épaisseur des échantillons (de l'ordre 200 μm), le parallélisme entre les surfaces d'appui doit être maîtrisé. A cet effet, un dispositif à rotule est ajouté au porte-échantillon. Ce système permet d'atteindre une bonne homogénéité de pression au niveau des zones de contact grâce à l'auto-alignement du porte-échantillon. La surface totale d'appui entre la GDL et le porte-échantillon est constituée de trois plots de 1.5 mm de diamètre, répartis symétriquement autour du centre de poussée afin d'assurer une bonne stabilité mécanique pendant les essais. Par ailleurs, la présence de trois plots permet de faire une première moyenne des propriétés mécaniques de l'échantillon avec, pour effet notable, une bonne répétabilité des essais. La surface d'appui est de l'ordre de

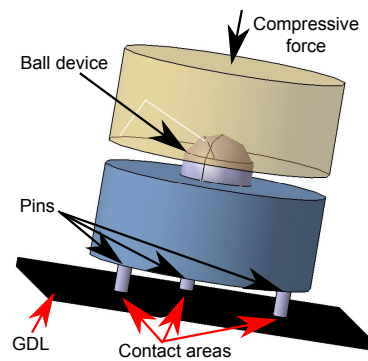


FIGURE 7.7 – Vue numérique du porte-échantillon

5.3 mm². Théoriquement, il est donc possible d'atteindre des contraintes supérieures à 10 MPa.

7.2.3/ CYCLE DE SOLLICITATIONS PSEUDO-STATIQUES

La première démarche d'analyse porte sur la compréhension et la mesure des réactions mécaniques d'une GDL sous forte sollicitation mécanique en compression statique avec un couplage éventuel en température. Pour caractériser les GDLs, une première série d'essais est effectuée en chargement cyclique quasi-statique. Pendant chaque essai, dix cycles de compression sont appliqués à une GDL vierge de toutes sollicitations avec des pressions allant jusqu'à 12.6 MPa. En figure 7.8, le profil de contrainte cyclique appliqué aux échantillons est présenté pour les huit premiers cycles. Il est à noter que le temps de latence une fois la consigne atteinte est optimisé pour limiter le temps d'essais sans perte d'information ou ajout de biais. En effet, aucun phénomène de fluage n'a été observé sur ce type de matériau. Par ailleurs, l'application de dix cycles permet d'atteindre le comportement stabilisé de la GDL c'est à dire répétable sans influence de l'état initial de l'échantillon.

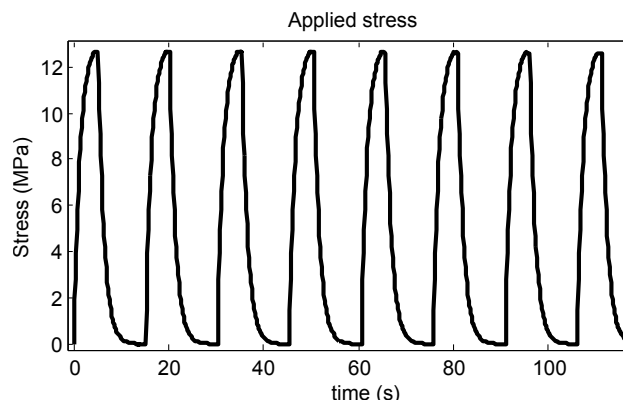


FIGURE 7.8 – Profil de contrainte cyclique pseudo-statique appliqué aux échantillons

7.2.4/ CYCLE DE SOLLICITATIONS DYNAMIQUES

Pour la phase de caractérisation sous sollicitation dynamique, un profil de contrainte cyclique dynamique avec pré-charge appliquée aux échantillons est développé spécifiquement. Un cycle de chargement/déchargement pseudo-statique est appliqué aux échantillons. Pour chaque pas de chargement/déchargement pseudo-statique, une contrainte dynamique est appliquée dans une gamme de fréquences, comme l'illustre la figure 7.9. Les contraintes de compression pseudo-statique, σ_{static} , varie entre 1.1 Mpa et 12.6 MPa. Pour chaque pas d'essais, une contrainte dynamique sinusoïdale d'amplitude constante est appliquée (ici, $\sigma_{dyn}=0.75$ MPa). La fréquence de sollicitation varie entre 10 and 100 Hz ce qui est représentatif des domaines de sollicitations rencontrés en transport (MIL-STD-810G). Pour chaque pas pseudo-statique, dix fréquences de sollicitation sont étudiées.

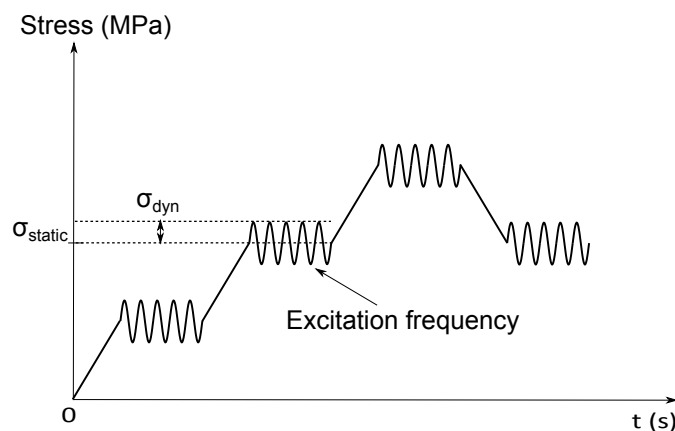


FIGURE 7.9 – Profil de contrainte cyclique dynamique avec pré-charge appliqué aux échantillons

7.2.5/ FORMULE DE CORRECTION DES MESURES

A cause de la très faible épaisseur des GDLs et de leurs propriétés mécaniques, le module de raideur des GDLs est très élevé et proche du module de raideur de la machine d'essais. En conséquence, l'hypothèse classique de négligence des effets de la raideur-machine sur les mesures n'est plus valable. Il est nécessaire de développer une procédure spécifique de calcul permettant l'extraction de la valeur réelle du module de raideur des échantillons. Le déplacement mesuré de l'échantillon est donné par $D_c = D_m - D_\infty$ avec D_c le déplacement de l'échantillon testé (m), D_m le déplacement global mesuré par la machine d'essais (m) et D_∞ le déplacement de la machine d'essais (m). La définition du module de raideur dynamique, c'est à dire le rapport entre le déplacement dynamique mesuré et la force dynamique appliquée, est introduit pour obtenir $\frac{1}{K_c} = \frac{1}{K_m} - \frac{1}{K_\infty}$ avec K_c le module de raideur complexe de l'échantillon ($N.m^{-1}$), K_m le module de raideur complexe déduit des mesures ($N.m^{-1}$) et K_∞ le module de raideur complexe de la machine d'essais ($N.m^{-1}$). Comme la machine d'essais est relativement peu amortie, son facteur de perte, δ_∞ , est supposé nul. Le développement par rapport à la relation générique $K_{ii} = K_{ii} \cdot (\cos(\delta_{ii}) + i \cdot \sin(\delta_{ii}))$ conduit aux équations (7.1) et (7.2). Les équations (7.1) et

(7.2) constituent les formules de correction des mesures [13] [26].

$$K_c = K_m \cdot \frac{(\cos(\delta_m) - (\frac{K_m}{K_\infty}))}{\cos(\delta_c) \cdot (1 + (\frac{K_m}{K_\infty})^2 - (2 \cdot \frac{K_m}{K_\infty} \cdot \cos(\delta_m)))} \quad (7.1)$$

$$\tan(\delta_c) = \frac{\tan(\delta_m)}{(1 - (\frac{K_m}{K_\infty \cdot \cos(\delta_m)}))} \quad (7.2)$$

7.2.6/ APPROCHE EXPÉRIMENTALE

L'approche expérimentale appliquée aux échantillons et la méthode d'extraction des données utiles sont présentées en figure 7.10. Tout d'abord, la machine d'essais est caractérisée à vide dans les mêmes conditions de tests que les échantillons. L'idée est de bien connaître le comportement de la machine pour le compenser dans les mesures obtenues. Ensuite, les échantillons sont analysés dans les conditions de tests pré-définis. Les données expérimentales sont ensuite corrigées grâce aux équations (7.1) et (7.2). Les modulus de compression ainsi que les incertitudes de mesures sont calculés suite aux tests d'au minimum cinq échantillons. Le test sur l'incertitude est considéré valide lorsque la moyenne des incertitudes de mesure est égale ou inférieure à 15 %. Les procédures de correction de mesures et de calculs des paramètres d'intérêt sont implémentées sous le logiciel Matlab.

7.3/ CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE D'UNE COUCHE DE DIFFUSION DE GAZ (GDL) EN COMPRESSION

Cette caractérisation vise à déterminer la variation de la résistance électrique de contact entre la GDL et la plaque bipolaire en fonction de la charge appliquée. Pour ce faire, nous utilisons la méthode dite *Transmission Line Modelling* (TLM).

7.3.1/ DESCRIPTION DE LA MÉTHODE TLM

La méthode TLM est initialement développée en micro-électronique pour mesurer la qualité d'un contact métal-semi-conducteur [Berger, 1972]. Elle fait intervenir plusieurs paramètres caractéristiques des deux matériaux en contact. Le principe de la mesure est basé sur la méthode des quatre pointes pour obtenir la valeur de résistance totale entre deux surfaces de contact identiques, comme le définit la figure 7.11.

L'expression de la valeur de résistance globale, R_g , est donnée par l'équation (7.3).

$$R_g = 2R_M + 2R_C + 2R_{GDL} + R_{GDL}^0 \quad (7.3)$$

où R_M est la résistance de la plaque bipolaire (Ω), R_C la résistance due au contact entre la plaque bipolaire et la GDL (Ω), R_{GDL} la résistance de la GDL sous la zone de contact (Ω) et R_{GDL}^0 la résistance de la GDL hors de la zone de contact (Ω). Ces dernières résistances

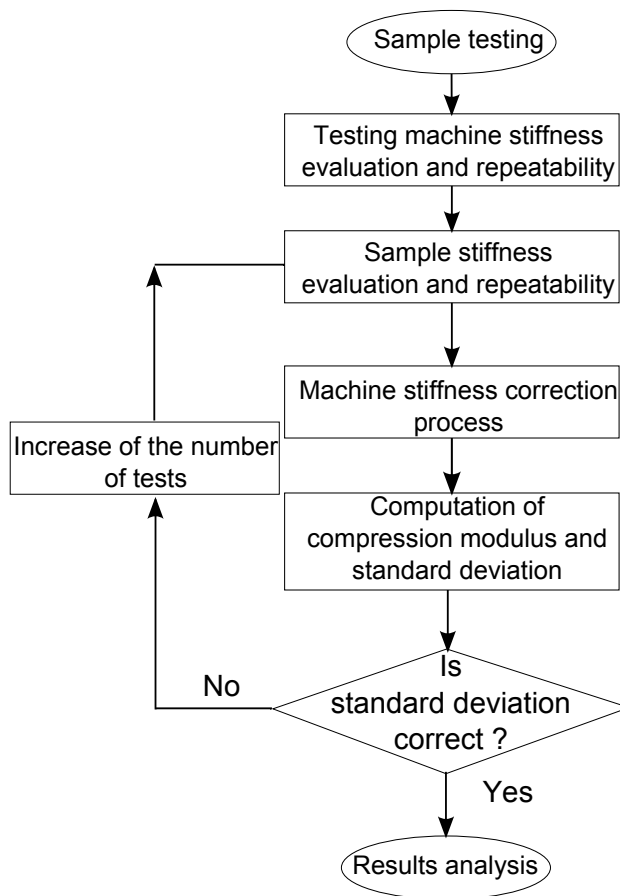


FIGURE 7.10 – Diagramme présentant l'approche expérimentale appliquée aux échantillons

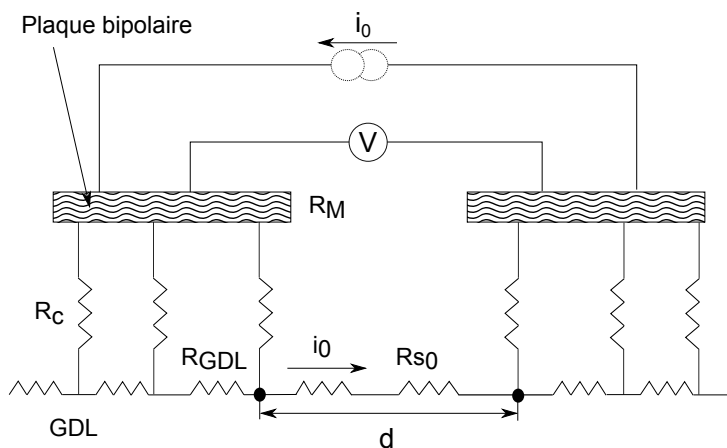


FIGURE 7.11 – Mesure de la résistance entre deux surfaces de contact identiques : méthode des quatre pointes

sont données par les expressions (7.4) et (7.5).

$$R_{GDL}^0 = \frac{R_{S_0}}{W} d \quad (7.4)$$

$$R_{GDL} = \frac{R_S}{W} L \quad (7.5)$$

où R_{S_0} est la résistance carrée de la GDL hors de la zone de contact (Ω/\square), R_S la résistance carrée de la GDL dans la zone de contact (Ω/\square), d la longueur de la GDL hors de la zone de contact (m), W l'aire de la section perpendiculaire au passage du courant (m^2) et L la largeur de l'indenteur (m).

La méthode TLM exploite la dépendance de la résistance R_{GDL}^0 par rapport à la distance d . Plusieurs mesures de résistance sont effectuées pour différentes distances d , entre les zones de contact. La figure 7.12 illustre la méthodologie.

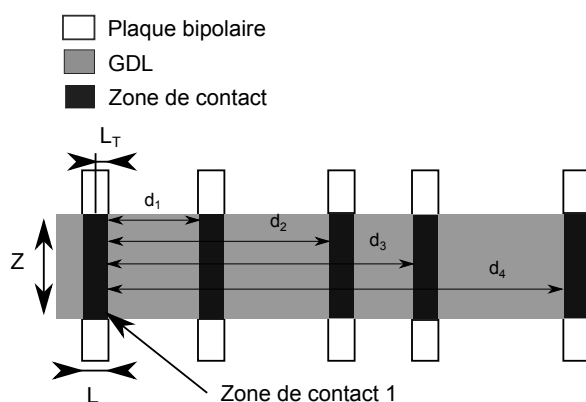


FIGURE 7.12 – Principe de la méthode TLM (*Transmission Line Modelling*)

Grâce aux mesures effectuées, la résistance mesurée peut être tracée en fonction de la distance entre les zones de contact [Oussalah et al., 2005]. Si les mesures sont faites correctement et si les distances choisies sont suffisamment grandes par rapport aux dimensions des zones de contact, une droite est obtenue. Via une régression linéaire, il est alors possible d'obtenir une évaluation de la résistance due au contact électrique. Pour cela, deux hypothèses sont formulées. Tout d'abord, la résistance de la plaque bipolaire métallique est supposée très faible et peut donc être négligée par rapport aux autres valeurs. Par ailleurs, les dimensions de la zone de contact sont faibles par rapport à la zone hors contact. Par conséquent, la résistance de la GDL sous la zone de contact, R_{GDL} , est supposée négligeable par rapport la résistance de la GDL hors zone de contact, R_{GDL}^0 . La figure 7.13 présente la régression linéaire ainsi que les valeurs caractéristiques obtenues : R_C la résistance due au contact électrique et L_T la longueur de transfert du courant (m) [Lijadi et al., 2005]. Physiquement, L_T correspond à la distance (négative !) par rapport au bord à droite de la zone de contact 1 annulant la valeur de la résistance globale c'est à dire donnant un transfert total de courant de la plaque bipolaire vers la GDL.

L'équation de régression linéaire de la courbe de résistance globale en fonction de la distance entre les zones de contact sous les hypothèses formulées peut s'écrire selon la relation (7.6).

$$R_g(d) = \frac{R_{S_0}}{W} d + 2R_C \quad (7.6)$$

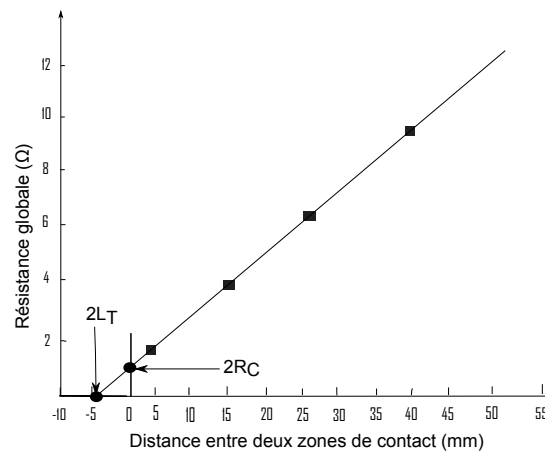


FIGURE 7.13 – Résistance électrique mesurée en fonction de la distance entre les zones de contact

Il est alors possible d'extraire trois paramètres :

- à $d = 0$, $2R_C$ est obtenue. La résistance de contact ($\Omega.m^2$), ρ_C , est déduite via l'équation (7.7).

$$\rho_C = R_C ZL \quad (7.7)$$

- R_{S_0} est extraite du coefficient directeur de la droite de régression.
- L_T donne, grâce à la relation (7.8) [Lijadi et al., 2005], R_S la valeur de la résistance carrée de la GDL dans la zone de contact, lorsque R_M est connue. La valeur de R_S peut également être mesurée avec la méthode de Van Der Pauw [Van der Pauw, 1958] afin de vérifier la validité des mesures obtenues.

$$L_T = \sqrt{\frac{\rho_C}{R_S + R_M}} \quad (7.8)$$

7.3.2/ MESURES ÉLECTRIQUES COUPLÉES AUX SOLlicitATIONS MÉCANIQUES

Le dispositif de mesure électrique peut être couplé avec la machine d'essais de type DMA de la figure 7.5. Il est ainsi possible d'étudier les valeurs de résistances électriques, notamment la valeur de résistance de contact, en fonction des contraintes mécaniques statiques et dynamiques appliquées mais également en fonction de la température ambiante. Pour ce faire, un porte-échantillon spécifique a été développé. Ce dispositif joue trois rôles. Premièrement, il remplace les plaques bipolaires. Il est possible de changer facilement les indenteurs pour étudier les différents matériaux de plaques bipolaires ainsi que les différents revêtements employés pour garantir un bon contact électrique et une résistance à la corrosion. Les indenteurs de référence correspondent à des dispositifs en acier sur lesquels une couche d'or de $1 \mu m$ d'épaisseur est déposée. Deuxièmement, l'application de la méthode TLM doit être possible. L'écartement entre les indenteurs est modifiable tout en garantissant la répétabilité de la valeur. Troisièmement, le dispositif permet d'appliquer aux échantillons de grandes contraintes statiques, des contraintes dynamiques tout en garantissant l'isolation électrique par rapport à la machine d'essais et la résistance aux modifications de température. Par ailleurs, à cause de la faible épaisseur des échantillons analysés, le parallélisme entre les indenteurs et le plateau de maintien doit être géré via une liaison rotule. Un porte-échantillon exploitant des plaques de verre

découpées permettant un positionnement précis des indenteurs a été conçu. La figure 7.14 présente une vue numérique de ce porte-échantillon.

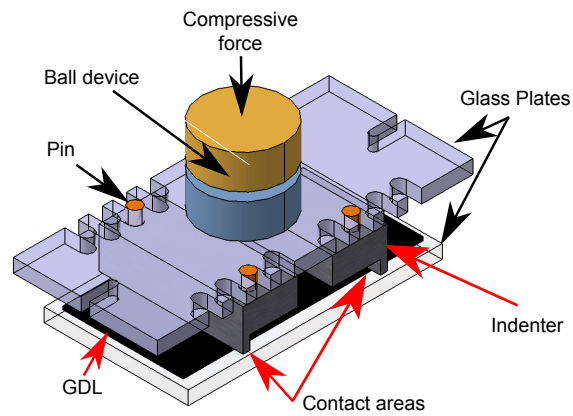


FIGURE 7.14 – Vue numérique du porte-échantillon pour l'application de la méthode TLM sous sollicitation mécanique



APPLICATIONS

AMORTISSEMENT ET ISOLATION VIBRATOIRES

L'utilisation de stratégies de contrôle vibratoire actif, semi-actif ou passif est, depuis de nombreuses années, annoncée comme une révolution de l'industrie mécanique d'un point de vue des performances atteignables. Force est de constater que cette révolution reste marginale d'un point de vue applicatif. Quelques prototypes ont vu le jour et ont prouvé qu'effectivement les performances qu'il est possible de conférer aux structures modifiées sont remarquables. Cependant, les industriels n'ont pas encore fait le choix d'investir dans ce type de technologies. Les raisons en sont multiples. Tout d'abord, la complexité apparente des dispositifs de contrôle fait peur à beaucoup d'industriels. Par ailleurs, la relative incertitude sur l'utilisation réglementaire de certains matériaux comme les céramiques piézoélectriques placées en régime dérogatoire de la directive européenne REACH ne permet pas de donner confiance pour un investissement à long terme. Les solutions passives comme par exemple les plots viscoélastiques en isolation vibratoire bien que moins performantes sont peu chères, supposées plus robustes et bénéficient de règles métier bien implantées. Dans le milieu scientifique, le manque de déploiement de l'approche de sûreté de fonctionnement lors du développement de prototype n'est pas fait pour "rassurer" les industriels qui voient souvent dans ces approches de contrôle un simple objet de recherche intransférable. Pour porter la "cause" du contrôle vibratoire, il est nécessaire de travailler sur des objets complexes proches d'applications industrielles ou sur des concepts dont il est nécessaire d'assurer le développement technique pour avoir à disposition non plus des objets d'études ou des maquettes mais des prototypes fonctionnels. C'est cette démarche que j'essaie (pas systématiquement, il est vrai !) d'appliquer.

Ce chapitre commence par quelques rappels sur la différence entre amortissement (ou stabilisation) vibratoire et isolation vibratoire. La plupart des applications sur lesquelles j'ai travaillé et que j'expose ici porte sur l'isolation vibratoire par stratégie active. Le travail sur une loi de contrôle spécifique développée dans la thèse de Thierry Verdot est présenté. Des efforts particuliers ont été faits sur l'implantation de cette loi sous forme de circuit électronique, sur le développement d'interfaces électrique et mécanique entre circuit et micro-suspension et sur le développement de règles de conception de la micro-suspension. Nous sommes typiquement en présence d'un prototype fonctionnel. Je me suis également intéressé à l'optimisation systémique de ce type de structure. L'idée sous-jacente est d'avoir à disposition des méthodes de conception optimale qui en première approche puissent permettre d'avoir un dimensionnement de la structure mécanique, des interfaces, mécanique et électrique, et du contrôleur. Pour terminer, nous nous sommes

intéressés, avec Gwendal Cumunel du laboratoire Navier de l'Ecole des Ponts Paritech, à la compréhension plus fine (et plus théorique) de l'influence des inévitables non-linéarités d'une structure complexe sur les performances de contrôle vibratoire. Ce travail est basé sur des analyses expérimentales pour obtenir des données d'entrée fiables. Mais il est à noter, et c'est la limite de l'exercice, que nous n'avons pas fait de validation et de vérification expérimentale sur les résultats obtenus. Ceci est notamment dû au fait qu'il est impossible d'isoler chaque phénomène non-linéaire et d'en mesurer l'influence sur le comportement de la structure.

Ce chapitre est une synthèse d'un brevet d'invention [11] et des travaux publiés dans différents journaux [3, 5, 8] et présentés en conférences nationales [22] ou internationales [14, 17].

8.1/ CATÉGORIES DE CONTRÔLE VIBRATOIRE

8.1.1/ AMORTISSEMENT ACTIF

Dans le cadre des méthodes de stabilisation, l'objectif est de modifier le comportement intrinsèque des structures afin d'en améliorer leur stabilité dynamique. En définitive, nous agissons essentiellement sur le taux de dissipation de l'énergie vibratoire dans le système de manière active ou, le cas échéant, passive. Au cours d'un cycle de fonctionnement, la puissance moyenne injectée par le contrôleur dans la structure doit être négative pour la stabiliser. En effet, le cycle est composé de phases durant lesquelles le contrôleur injecte de l'énergie et d'autres où, au contraire, il en dissipe. Par conséquent, nous recherchons la loi de contrôle et la configuration géométrique des transducteurs nous permettant d'étendre les phases de dissipation d'énergie et ainsi d'obtenir la puissance moyenne négative la plus basse possible.

Observons le cas simple d'une poutre élancée (cf figure 8.1 (a)). L'actionneur de contrôle injecte une force dans la structure et le capteur, placé en vis-à-vis, nous donne le déplacement du point considéré. Afin d'augmenter le facteur d'amortissement de la poutre, la loi de contrôle est un Proportionnel-Dérivé en variable de Laplace $\frac{G.b.s}{s+b}$.

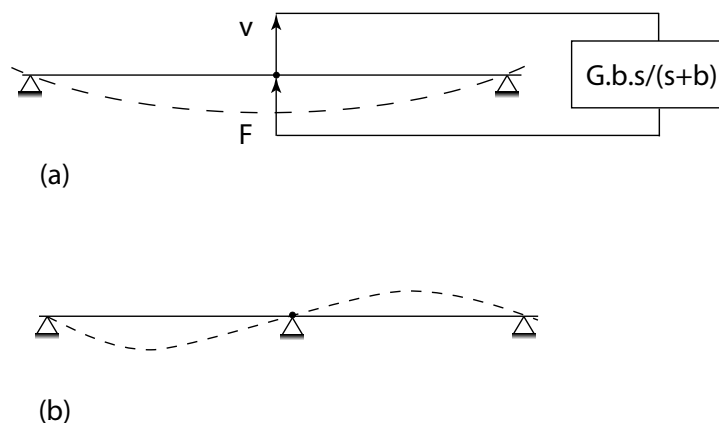


FIGURE 8.1 – Étude du contrôle d'une poutre élancée (a) configuration initiale, (b) cas d'un gain de contrôle infini. Les structures au repos (ligne continue) et les premières formes modales sont représentées.

Intuitivement, il semblerait logique que, plus nous injectons un grand gain de contrôle, plus la structure est amortie. Malheureusement, la réalité est plus complexe. Pour s'en convaincre, nous traçons le lieu d'Evans de la structure (cf figure 8.2). Ce diagramme nous donne l'évolution des pôles dans le plan complexe en fonction du gain de contrôle. Une remarque s'impose naturellement à nous. Lorsque le gain de contrôle est infini, les fréquences propres de la poutre sont identiques aux zéros de la structure initiale. Ces fréquences correspondent aux résonances du système avec un appui au point d'observation (cf figure 8.1 (b)). Il existe donc un gain pour lequel l'énergie dissipée par le contrôleur est optimale au sens du critère choisi c'est à dire que l'amortissement induit ξ est optimal. En effet, le gain optimal pour un mode n'est pas le même pour les autres.

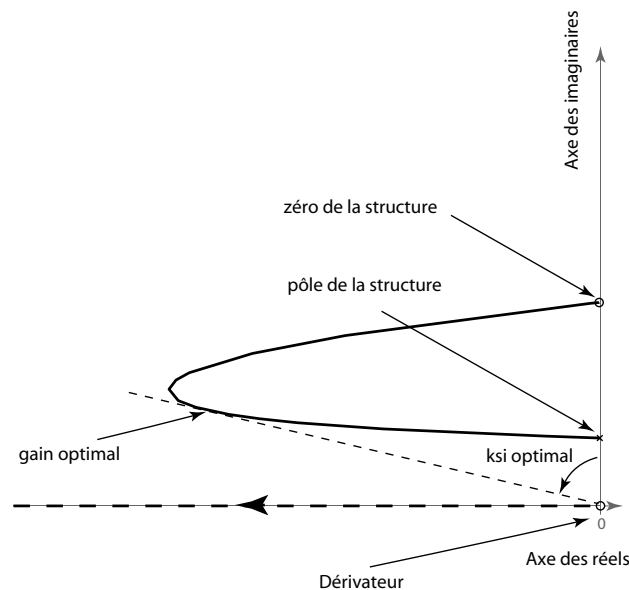


FIGURE 8.2 – Lieu d'Evans de la poutre élancée.

Suivant la remarque précédente, il convient, dans ces problèmes liés à la stabilisation, d'optimiser les échanges énergétiques entre la structure et le contrôleur. Cette tâche se situe, non seulement, au niveau du placement et de la forme des transducteurs mais aussi au niveau des lois de stabilisation mises en oeuvre.

8.1.2/ ISOLATION VIBRATOIRE

Nous dénombrons deux grandes classes de problèmes pour lesquels l'isolation vibratoire est essentielle :

- un composant fixé sur une structure génère des vibrations. Ces ondes peuvent se propager dans toute la structure occasionnant le dysfonctionnement de composants adjacents ou des problèmes de tenue en contrainte du support.
- un élément sensible est placé sur une structure porteuse vibrante. Ces vibrations peuvent parasiter les performances de l'élément voire l'endommager.

Il existe de nombreuses stratégies d'isolation passive (adjonction d'élastomère, utilisation d'alliage à mémoire de forme, adaptation d'impédance mécanique,...) [Preumont, 2002, Ostachowicz et al., 2000, Williams et al., 1999, Knowles and Abeyaratne, 1999]. Cepen-

dant, ces systèmes de suspension classiques perdent leur efficacité en hautes fréquences, souvent dans la gamme des fréquences parasites à la source des problèmes.

Nous considérons une suspension standard simplifiée comme représentée sur la figure 8.3.

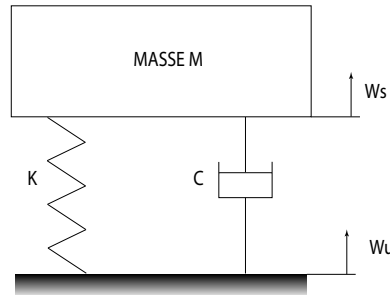


FIGURE 8.3 – Suspension simple

La fonction de transfert du système, c'est à dire le rapport entre l'accélération de la masse (\ddot{W}_s) et l'accélération imposée au support (\ddot{W}_u) s'écrit en variable de Laplace :

$$\frac{(\ddot{W})_s}{(\ddot{W})_u} = \frac{s.C + K}{s^2.M + s.C + K} \quad (8.1)$$

avec K, la raideur de la suspension ($N.m^{-1}$), M, la masse de la structure (Kg) et C, l'amortissement induit par la suspension ($Kg.s^{-1}$).

L'objectif de toute suspension est de limiter l'accélération du système à isoler dans la gamme des fréquences de sollicitation. Observons le comportement du système, via sa fonction de transfert, lorsque nous faisons varier le facteur d'amortissement $\xi = \frac{C}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{MK}}$ (cf figure 8.4).

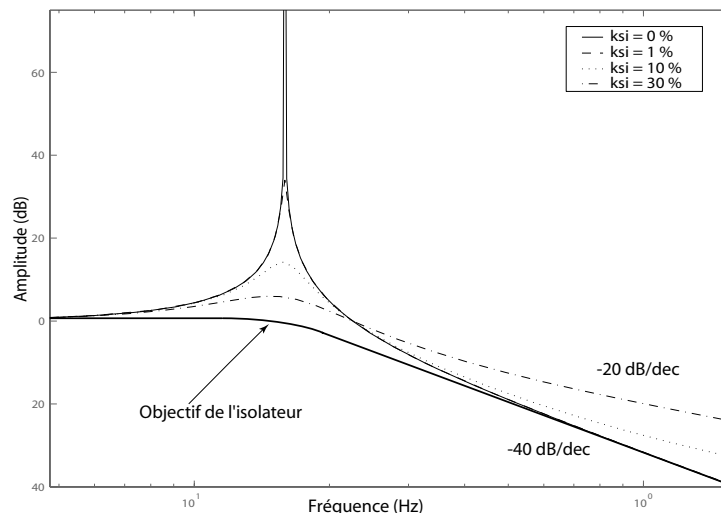


FIGURE 8.4 – Evolution de la fonction de transfert pour différentes valeurs de $\xi = \frac{C}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{MK}}$

Bien évidemment, les surtensions modales (ou pics de résonance) s'atténuent lors de l'augmentation de l'amortissement du système. Par conséquent, le phénomène de résonance est moins ressenti par l'élément à isoler. Cependant, cet effet se traduit également

par une diminution de la coupure en hautes fréquences. En effet, la valeur de cette coupure évolue de -40dB/décade , avec $\xi = 0$, vers -20 dB/décade , avec $\xi \rightarrow \infty$. Il s'en suit une mauvaise isolation dans cette gamme de fréquences. Il est ainsi obligatoire de baisser la fréquence de coupure pour redonner de bonnes propriétés à la suspension. Cette modification s'effectue en limitant la raideur de la liaison ce qui entraîne une perte de stabilité en basses fréquences. En définitive, le compromis classique réside dans le ratio entre la raideur et l'amortissement de la liaison.

Une solution active peut offrir de meilleurs compromis sur les propriétés contradictoires de la liaison [Preumont, 2002], notamment lorsque la raideur de la suspension ne peut être modifiée. C'est le cas dans les domaines où le dimensionnement statique est prioritaire (problème de tenue en service, de sécurité ou de précision). La stratégie active la plus communément utilisée est celle dite du *sky-hook* [Karnopp and Trikha, 1969]. Il s'agit d'une méthode stable et robuste. De plus, elle permet effectivement de résoudre le compromis d'isolation : limiter les surtensions et garantir une bonne valeur de coupure en hautes fréquences du système.

8.2/ MICRO-SUSPENSION ACTIVE : DÉVELOPPEMENT DE LOI DE CONTRÔLE

8.2.1/ STRATÉGIE D'ISOLATION ACTIVE IEFF (*Integral estimated-Force Feedback*)

La stratégie d'isolation active développée dans les travaux de thèse de Thierry Verdot [Verdot, 2011] permet l'implantation d'un amortisseur de type *sky-hook* dans une suspension mécanique qui dispose d'un actionneur agissant en parallèle avec la liaison mécanique et d'un capteur mesurant son débattement. Nous effectuons la description de son principe de fonctionnement à partir de l'architecture simplifiée de la figure 8.5. L'amortissement naturel de la suspension sera négligé pour mettre en évidence les effets de la stratégie de contrôle. Il est de toute manière très faible dans les micro-systèmes à base de silicium monocristallin (de l'ordre de 0.1%).

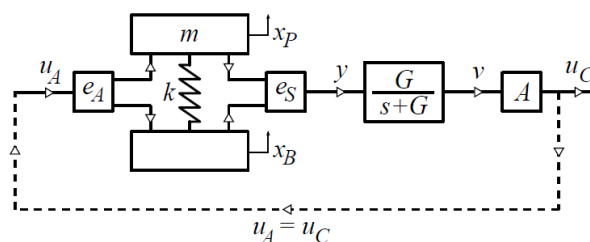


FIGURE 8.5 – Architecture de la stratégie IEFF

Considérant le comportement des transducteurs linéaire (ou linéarisable autour du point de fonctionnement), la mise en équation du système simplifié présenté en figure 8.5 est effectuée dans le référentiel inertiel lié à l'embase de l'isolateur qui impose à l'ensemble son accélération d'inertie d'entraînement, \ddot{x}_B . La plateforme suspendue est soumise à la force d'inertie d'entraînement $f_B = -m\ddot{x}_B$, et son équilibre s'écrit sous la forme (8.2)

vérifiée par le débattement relatif de l'isolateur $\Delta x = (x_P - x_B)$. e_A et e_S définissent les coefficients de couplage piezoélectrique utilisés respectivement pour l'actionneur et le capteur ($N.V^{-1}$ ou $C.m^{-1}$).

$$m\Delta\ddot{x}_P = -k\Delta x + e_A u_A - m\ddot{x}_B \quad (8.2)$$

$$y = e_S \Delta x \quad (8.3)$$

Le contrôleur leFF synthétise le signal de commande à partir de la mesure du débattement relatif. L'équation (8.4) donne l'équation du contrôleur en variable de Laplace s .

$$\frac{u_C(s)}{y'(s)} = A \frac{G}{s + G} \quad (8.4)$$

L'originalité de notre approche réside dans le signal employé pour appliquer la stratégie IFF [Preumont, 2002]. Dans le cas où la mesure de l'effort transmis n'est pas disponible pour son application, l'équilibre de la plateforme (8.2) suggère la possibilité d'employer le capteur de déplacement relatif (8.3) pour estimer l'effort transmis puis d'employer l'effort estimé pour appliquer la stratégie IFF. La dénomination *Integral estimated-Force Feedback* (leFF) est adoptée pour désigner cette stratégie d'isolation, soulignant sa parenté avec l'IFF et l'utilisation de l'estimation d'effort pour son application.

8.2.2/ RÉPONSES DU SYSTÈME À UNE ACCÉLÉRATION IMPOSÉE

Le système testé et analysé selon la procédure de la section 7.1 est une micro-suspension active basée sur une structure MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Structure*) et travaillant suivant un degré de liberté à savoir le mode hors plan. La structure est présentée en figure 8.6

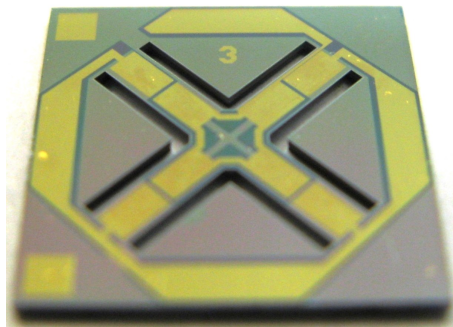


FIGURE 8.6 – Micro-suspension active

Les réponses du système à une accélération imposée sont réalisées en court-circuitant les électrodes de l'actionneur et en imposant un bruit blanc (E1) en entrée de l'amplificateur de tension alimentant la table (noté V_{table} sur la figure 7.4). La mesure des vitesses absolues de la plateforme et du support PCB (M2) est effectuée en ciblant successivement le centre du micro-isolateur et la table vibrante et en adoptant une sensibilité de 10 (mm/s)/V pour le banc de mesure optique. La multiplication des transferts obtenus par $j\omega$ permet d'obtenir les fonctions de réponse en fréquence en accélération absolue pour une tension bruit blanc imposée en entrée de l'amplificateur. Celles-ci sont tracées en figure 8.8. Le capteur est relié à l'interface de mesure de la figure 8.7 en adoptant une

résistance $R_S = 1 \text{ M}\Omega$ ainsi que des résistances $R_1 = 100 \text{ }\Omega$ et $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ pour l'amplificateur de tension. Le signal de mesure y , enregistré en (M3), permet d'obtenir la fonction de réponse en fréquence du capteur à une tension bruit blanc imposée en entrée de l'amplificateur et tracée en figure 8.9.

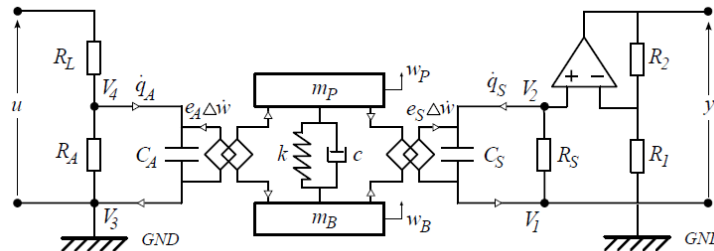


FIGURE 8.7 – Suspension piézocomposite interfacée électriquement. La partie de gauche permet le conditionnement du signal d'actionnement et la partie de droite le conditionnement du signal en mode capteur

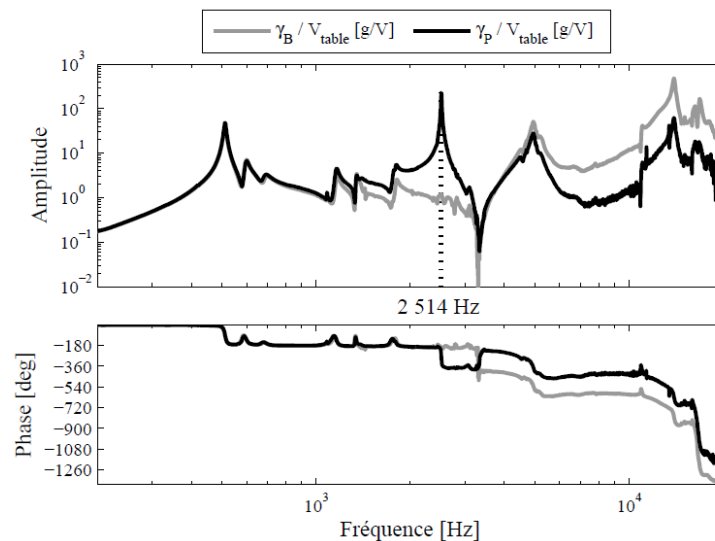


FIGURE 8.8 – Performances en isolation vibratoire statique. Réponses en fréquences expérimentales du système à un bruit blanc imposé aux actionneurs de la table vibrante (V_{table} en V) ; l'actionneur du microsysteme étant court-circuité ($V_4 = V_3$) : - en gris : accélération absolue au centre de la table γ_B en [g], - en noir : accélération absolue de la plateforme isolée γ_P en [g],

8.2.3/ TRANSMISSIBILITÉ DE LA SUSPENSION PASSIVE ET PERFORMANCES D'ISOLATION

La comparaison des transferts en accélération mesurés à la base du dispositif d'isolation et sur la plateforme terminale 8.8 met en évidence les performances d'isolation de la suspension passive, après le mode de suspension du microsysteme à 2 514 Hz. Une atténuation importante est obtenue à 10 kHz où l'accélération transmise est divisée par 10. Les performances d'isolation ne s'améliorent plus quand la fréquence augmente et

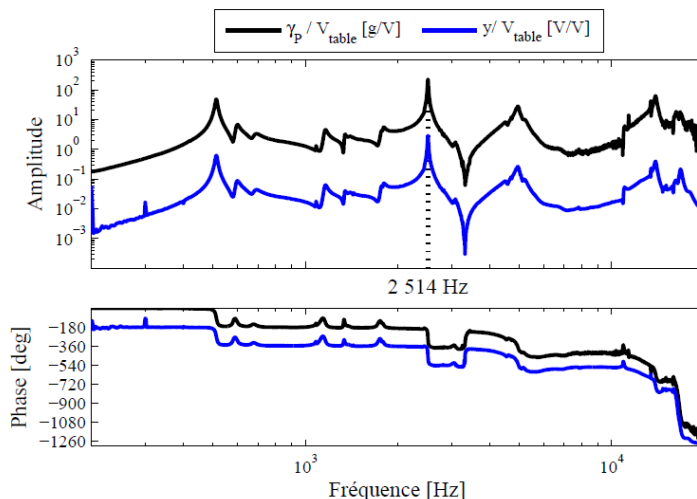


FIGURE 8.9 – Mesure accélérométrique (en l’absence d’actionnement). Réponses en fréquences expérimentales du système à un bruit blanc imposé aux actionneurs de la table vibrante (V_{table} en V) ; l’actionneur du microsysteme étant court-circuité ($V_4 = V_3$) : - en noir : accélération absolue de la plateforme isolée γ_P en [g], - en bleu : signal mesuré en sortie d’amplificateur y en [V].

semblent présenter un palier (l’atténuation obtenue à 20 kHz est elle aussi proche de 1/10). La pente de -40dB/décade attendue n’est donc pas obtenue. La transmissibilité de la suspension passive, tracée en figure 8.10, est obtenue en effectuant le rapport des transferts de la figure 8.8. La transmissibilité a pour expression (8.5) qui fait intervenir l’expression classique de la transmissibilité d’un système masse-ressort et un second transfert associé à Γ/m correspondant au rapport des masses réelles mobiles sur les masses modales effectives.

$$\frac{\gamma_P}{\gamma_B}(\omega) = \frac{j2\xi\omega_0\omega + \omega_0^2}{-\omega^2 + j2\xi\omega_0\omega + \omega_0^2} + \left(1 - \frac{\Gamma}{m} \frac{-\omega^2}{-\omega^2 + j2\xi\omega_0\omega + \omega_0^2}\right) \quad (8.5)$$

Dans le schéma de principe théorique, la liaison mécanique entre le cadre et le centre du microsysteme est considérée sans masse, la transmissibilité se limite effectivement au premier transfert. La prise en compte de l’inertie des poutres introduit la transmissibilité haute fréquence, effectivement observée sur le transfert expérimental dont la valeur est environ -0.11 à 10kHz. Le rapport Γ/m identifié à partir du transfert expérimental en éq. (8.6) est en bonne adéquation avec sa valeur théorique $\Gamma/m = 1, 115$.

$$\frac{\gamma_P}{\gamma_B}(10kHz) \approx -0.11 \Rightarrow \frac{\Gamma}{m} \approx 1, 11 \quad (8.6)$$

La pente du transfert haute fréquence n’atteint pas les -40dB/décade espérés en raison de la masse modale effective Γ/m . Elle introduit une transmissibilité haute fréquence dont l’expression générale (8.7) est indiquée pour une plateforme de masse totale m_P suspendue par n poutres en flexion identiques de masse μ [Verdot, 2011].

$$T_{HF} = \left(1 - \frac{\Gamma}{m}\right) = \frac{-9n\mu}{70m_P + 26n\mu} \quad (8.7)$$

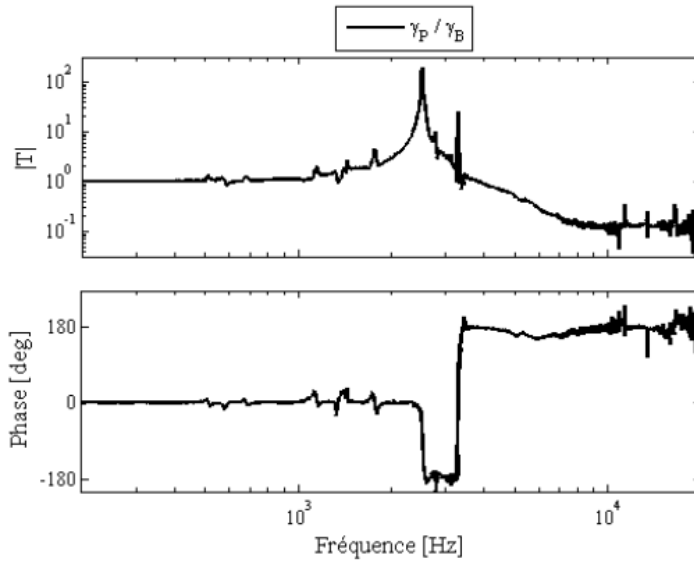


FIGURE 8.10 – Transmissibilité de la suspension passive

8.2.4/ PERFORMANCES EN BOUCLE FERMÉE

Les essais du système en boucle fermée sont effectués en utilisant le montage expérimental dans la configuration décrite en figure 8.11 où le contrôleur leFF est inséré à la sortie de l'interface capteur et synthétise la commande imposée en entrée de l'interface actionneur. Le schéma de la figure 8.12 décrit le schéma électrique des interfaces et du contrôleur implantés sur le boîtier électronique au cours de ces essais. L'ensemble regroupe au total neuf résistances passives, deux condensateurs et deux amplificateurs opérationnels inclus dans le composant actif OP 270 (Analog Device) alimenté par une source de tension $\pm 15V$.

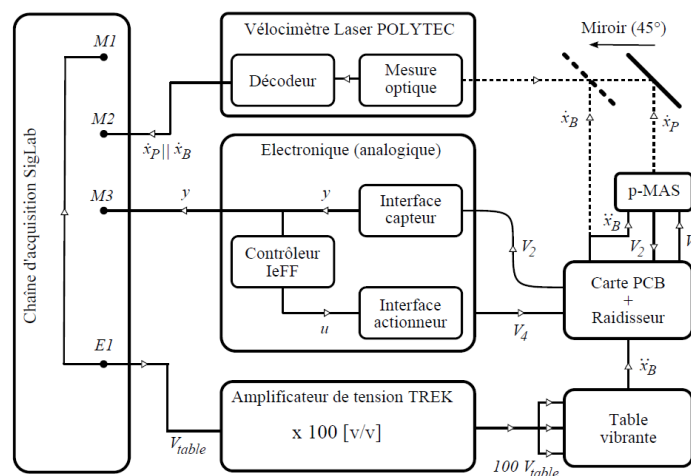


FIGURE 8.11 – Configuration du montage expérimental pour les essais en boucle fermée

Les fonctions de transfert expérimentales entre la tension imposée à la table vibrante et

suspension du système. La partie centrale du dispositif est supposée infiniment rigide. Les poutres constituant les éléments élastiques sont supposées encastrées-guidées. La déformée modale est supposée bien définie. Par conséquent, cette déformée peut être approximée par la déformée statique du système. De plus, la structure est considérée comme une structure purement élastique.

8.3.2/ PARAMÉTRAGE DU PROBLÈME

Le paramétrage de la micro-suspension est fourni en figure 8.14. Seul un quart de la structure est considéré. Pour la formulation numérique du problème, un grand ensemble de variables est défini comme suit :

- la longueur de la poutre : L (m) ;
- la largeur de la poutre : l_s (m) ;
- l'épaisseur de la poutre : h_s (m) ;
- l'épaisseur de la partie centrale : h_r (m) ;
- la dimension de la partie centrale : p (m) ;
- la largeur de l'électrode : l_p (m) ;
- la distance inter-électrode : d (m) ;
- la résistance électrique connectée aux capteurs : R_S (Ω) ;
- la résistance électrique 1 de conditionnement de signal : R_1 (Ω) ;
- la résistance électrique 2 de conditionnement de signal : R_2 (Ω) ;
- la résistance électrique de réglage de la fréquence de coupure de l'interface électrique de l'actionneur : R_A (Ω) ;
- la résistance électrique de limitation du courant de l'interface électrique de l'actionneur : R_L (Ω) ;
- le gain de contrôle : AA ;
- la pulsation naturelle du contrôleur : $\frac{1}{GG}$ ($rad.s^{-1}$) ;
- l'épaisseur des transducteurs PZT : h_p (m) ;
- le module de Young du silicium : E_{Si} (Pa) ;
- la masse volumique du silicium : ρ_{Si} ($Kg.m^{-3}$) ;
- le coefficient de couplage piézoélectrique utile (PZT) : e_{31}^f ($C.m^{-2}$ ou $N.m^{-1}.V^{-1}$) ;
- la permittivité relative (PZT) : ϵ_{33}^f (-) ;
- la permittivité du vide : ϵ_0 ($F.m^{-1}$) ;
- la masse du capteur à isoler : m_{capt} (Kg) ;
- le facteur d'amortissement réduit de la structure : η (-) ;
- le déplacement de la partie centrale : w_p (m) ;
- le déplacement de la base du dispositif : w_B (m) ;
- l'accélération de la base : \ddot{w}_B ($m.s^{-2}$) ;
- la pulsation du signal d'excitation : ω ($rad.s^{-1}$).

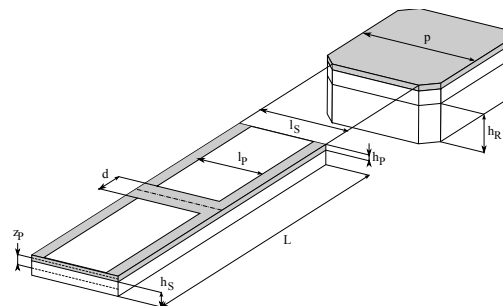


FIGURE 8.14 – Paramètres de conception de la géométrie du dispositif (1/4 de la structure).

8.3.3/ CONTRAINTES NUMÉRIQUES

Les contraintes numériques correspondent à des relations entre les variables définies précédemment. Les contraintes décrivent le comportement global du système complet [Verdot, 2011]. Le contrôleur choisi est une stratégie de type DVF (*Direct Velocity Feedback*) puisque un capteur de déplacement est employé [Preumont, 2002]. Les contraintes sont définies ci-dessous :

- la masse statique d'une poutre en flexion hors plan : $mu = \frac{35}{13} \cdot \rho_{Si} \cdot L \cdot h_s \cdot l_s$;
- la raideur d'une poutre en flexion hors plan : $k = 12 \cdot E_{Si} \cdot l_s \cdot (\frac{h_s}{L})^3$;
- le coefficient de couplage piezoélectrique utilisé pour l'actionneur : $e_a = -(3/2) \cdot (L^2 - d^2)/L^3 * (e_{31}^f \cdot ((h_p + h_s)/2) \cdot l_p)$;
- le coefficient de couplage piezoélectrique utilisé pour le capteur : $e_s = (3/2) \cdot (L^2 - d^2)/L^3 * (e_{31}^f \cdot ((h_p + h_s)/2) \cdot l_p)$;
- la capacité électrique de l'actionneur : $C_a = \epsilon_{33}^f \cdot l_p \cdot (L - d)/2/h_p$;
- la capacité électrique du capteur : $C_s = \epsilon_{33}^f \cdot l_p \cdot (L - d)/2/h_p$;
- la masse de la partie centrale : $m_p = \rho_{Si} \cdot (h_r + h_p) \cdot p^2$;
- la masse suspendue : $M_{susp} = m_p + m_{capt} + 4 \cdot mu$;
- la raideur du système global en flexion hors plan : $K = 4 \cdot k$;
- le coefficient d'amortissement : $C = 2 \cdot \eta \cdot M_{susp} \cdot \sqrt{(K/M_{susp})}$;
- la valeur de la masse mobile : $\Gamma = (m_p + m_{capt} + 2 \cdot \frac{35}{13} \cdot mu)$;
- la pulsation de coupure de l'interface électrique de l'actionneur : $\omega_a = 1/(4 \cdot C_a \cdot R_L \cdot R_A / (R_L + R_A))$;
- la pulsation de coupure de l'interface électrique du capteur : $\omega_s = 1/(4 \cdot R_s \cdot C_s)$;
- la pulsation d'analyse : $\omega_s \ll \omega \ll \omega_a$;
- le déplacement relatif de la masse mobile : $\Delta w = w_p - w_B$;
- la raideur de flexion du système modifiée par les interfaces électriques : $K^* = K + \frac{(4 \cdot e_s)^2}{4 C_s}$;
- le coefficient d'amortissement du système modifié par les interfaces électriques : $C^* = C + \frac{R_A \cdot R_L}{R_A + R_L} \cdot (4 e_A)^2$;
- l'équation de mouvement du système sous sollicitation harmonique sans boucle de contrôle : $(-\omega^2 \cdot M_{susp} + j \cdot \omega \cdot C^* + K^*) \Delta w = -(4 \cdot e_A) \cdot \frac{R_A}{R_A + R_L} \cdot u - \Gamma \cdot \ddot{w}_B$;
- l'équation du capteur : $y = (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot \frac{e_s}{C_s} \cdot \Delta w$;
- la loi de contrôle sous sollicitation harmonique : $u = -AA \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot GG}{1 + j \cdot \omega \cdot GG} \cdot y$;
- l'équation de mouvement du système contrôlé sous sollicitation harmonique : $(-\omega^2 \cdot M_{susp} + j \cdot \omega \cdot C^\circ + K^\circ) \cdot \Delta w = -\Gamma \cdot \ddot{w}_B$;
- la raideur de flexion de système contrôlé : $K^\circ = K^* - (4 \cdot e_A) \cdot \frac{R_A}{R_A + R_L} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot \frac{e_s}{C_s} \cdot \frac{AA \cdot GG^2 \cdot \omega^2}{1 + (\omega \cdot GG)^2}$;
- le coefficient d'amortissement du système contrôlé : $C^\circ = C^* - (4 \cdot e_A) \cdot \frac{R_A}{R_A + R_L} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot \frac{e_s}{C_s} \cdot \frac{AA \cdot GG}{1 + (\omega \cdot GG)^2}$;
- la transmissibilité du système : $T = \frac{\dot{w}_p}{\dot{w}_B} = \frac{(M_{susp} + \frac{C^\circ}{j \cdot \omega} - \frac{K^\circ}{\omega^2} - \Gamma)}{(M_{susp} + \frac{C^\circ}{j \cdot \omega} - \frac{K^\circ}{\omega^2})}$;
- la norme infinie de la transmissibilité : $H_T^\infty = \max_\omega(|T|)$;
- le déplacement relatif de la masse mobile par rapport à l'accélération sismique : $Deb = \frac{\Delta w}{\ddot{w}_B} = \frac{-\Gamma}{(-\omega^2 \cdot M_{susp} + j \cdot \omega \cdot C^\circ + K^\circ)}$;
- la norme infinie de Deb : $H_{debat}^\infty = \max_\omega(|Deb|)$;
- le coût énergétique du contrôle : $U = \frac{u}{\dot{w}_B} = -AA \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot GG}{1 + j \cdot \omega \cdot GG} \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \cdot \frac{e_s}{C_s} \cdot \frac{-\Gamma}{(-\omega^2 \cdot M_{susp} + j \cdot \omega \cdot C^\circ + K^\circ)}$;

- la norme infinie de U : $H_u^\infty = \max_\omega(|U|)$;
- la limite contrainte de flexion de la poutre : $\sigma_e = 3.Esi.h_s.H_{debat}^\infty.\ddot{w}_B/L^2$ ($N.m^{-2}$) ;
- le critère de limite élastique : $\sigma_e < 160e6$;
- la stabilité du système. Le critère de Routh-Hurwitz, appliquée à la transmissibilité T , doit être respecté. Par conséquent, $C^\circ > 0$ et $(C^\circ)^2 < 4.K^\circ.M_{susp}$;
- le critère global à minimiser : $\text{Criterion} = H_T^\infty.H_u^\infty.H_{debat}^\infty$;
- la valeur de la pulsation où les normes sont maximales. ω_{max} est solution de la relation suivante : $\omega_{max}^2 = \frac{(4.K^\circ.M_{susp} - (C^\circ)^2)}{4.M_{susp}^2}$;
- la pulsation de coupure de la loi de contrôle doit être supérieure à ω_{max} : $1/GG > \omega_{max}$;
- la contrainte géométrique : $L > l_s > l_p$;
- le facteur d'amortissement réduit du système contrôlé : $\eta_{control} = \frac{C^\circ}{2.\sqrt{K^\circ.M_{susp}}}$.

8.3.4/ RÉOLUTION

Cette partie est consacrée à la présentation de l'optimisation basée sur le calcul par intervalle et appliquée à l'ensemble du système. Il faut mettre en place le problème à satisfaction de contraintes (CSP). La définition des domaines d'analyse des variables est fournie. Le processus de résolution du problème est ensuite présenté ainsi que les résultats numériques obtenus.

8.3.4.1/ DÉFINITION DES DOMAINES D'ANALYSE

La définition de ces domaines d'analyse est établie en concertation avec les experts de la fabrication de MEMS et des spécialistes du contrôle et de la mécanique vibratoire.

- | | |
|--------------------------------------|--|
| — $L = [1600e^{-6} \ 4800e^{-6}]$. | — $AA = [0 \ \infty[$. |
| — $l_s = [600e^{-6} \ 1800e^{-6}]$. | — $\frac{1}{GG} = 2\pi \times [3000 \ \infty[$. |
| — $h_s = [25e^{-6} \ 75e^{-6}]$. | — $h_p = 2e^{-6}$. |
| — $h_r = [100e^{-6} \ 300e^{-6}]$. | — $ES_i = 131e^9$. |
| — $p = [800e^{-6} \ 2400e^{-6}]$. | — $\rho_{S_i} = 2330$. |
| — $l_p = [400e^{-6} \ 1200e^{-6}]$. | — $e_{31}^f = -10$. |
| — $d = 100e^{-6}$. | — $m_{capt} = 25e^{-6}$. |
| — $R_S =]0 \ \infty[$. | — $\epsilon_{33}^f = 1200.\epsilon_0$. |
| — $R_1 =]0 \ \infty[$. | — $\epsilon_0 = 8,85.10^{-12}$. |
| — $R_2 =]0 \ \infty[$. | — $\eta = 0.001$. |
| — $R_A =]0 \ \infty[$. | — $\ddot{w}_B = 25.g$ avec $g = 9.81m/s^2$. |
| — $R_L =]0 \ \infty[$. | — $\eta_{control} < 25\%$ |

8.3.4.2/ DONNÉES INITIALES

Un ensemble de données initiales est implémenté. Les données géométriques de la structure présentée en figure 8.6 sont tirées de la thèse de Thierry Verdot [Verdot, 2011]. Les données de contrôle sont choisies arbitrairement.

- $L = 3200e^{-6}$.
- $l_s = 1200e^{-6}$.
- $h_s = 50e^{-6}$.
- $h_r = 200e^{-6}$.
- $p = 1600e^{-6}$.
- $l_p = 880e^{-6}$.
- $R_S = 1e^6$.
- $R_1 = 100$.
- $R_2 = 10e3$.
- $R_A = 680$.
- $R_L = 680$.
- $AA = 10$.
- $\frac{1}{GG} = 2\pi \times 6000$.

8.3.4.3/ OPTIMISATION PAR INTERVALLE ET RÉSULTATS NUMÉRIQUES

Les contraintes décrites dans la partie 8.3.3 sont implémentées informatiquement puis résolues. Les calculs de résolution sont effectués avec le solveur CE CSP Solver développé par Dassault System [Zimmer and Zablit, 2001] sur un ordinateur Intel Core i5 - 3317U CPU - 1.70GHz avec 6.00 Go de RAM. Le mécanisme de propagation utilisé est la méthode de la Hull-consistance. L'algorithme "générer et tester" est contrôlé par un arrangement de variables de type première variable défaillante (*first-fail strategy*) c'est à dire que la première variable choisie subit l'algorithme "générer et tester" jusqu'à la réduction minimale de son domaine de définition puis une autre variable est traitée jusqu'à la réduction minimale de son domaine de définition et ainsi de suite. La taille minimale d'un domaine de définition de variable est $1e^{-2}$. Les résultats de l'optimisation sont donnés dans le tableau 8.1.

Tout d'abord, une première optimisation est effectuée avec un seul paramètre structural libre, L . L'objectif est de trouver une valeur de L qui minimise *Criterion*. Ensuite, une seconde optimisation est effectuée en libérant également le paramètre de contrôle AA . Enfin, une troisième optimisation est effectuée en libérant également la pulsation de coupure du contrôleur $1/GG$. La dernière solution obtenue est la meilleure par rapport aux variables de performances H_u^∞ et H_T^∞ et également sur l'indicateur *Criterion*. Cette solution domine toutes les autres d'un point de vue du front de Pareto. L'idée de cette démarche est de suivre l'évolution des performances de l'optimisation.

Variables	Unité	Valeur initiale	1° Optimis.	2° Optimis.	3° Optimis.
Variables de conception					
L	m	3200e-6	2843e-6	3128e-6	3128e-6
AA	-	10	10	83	83
$1/GG$	rad.s ⁻¹	2.π.6000	2.π.6000	2.π.6000	2.π.8472
Variables de performances					
H_{debat}^∞	-	2e-8	1.34e-8	2.266e-9	2.46e-9
H_u^∞	-	0.244	0.251	0.272	0.2
H_T^∞	-	19.4	19.1	3.2	3.04
<i>Criterion</i>	-	9.4871e-8	6.46e-8	1.978e-9	1.5e-9

TABLE 8.1 – Optimisation par intervalle - Résultats numériques

8.3.5/ DISCUSSIONS AUTOUR DES PERFORMANCES D'ISOLATION VIBRATOIRE ACTIVE

Comme illustrée par la figure 8.15, l'augmentation du facteur d'amortissement réduit du mode de suspension est obtenue sans modifier les performances d'isolation vibratoire en hautes fréquences quels que soient les scénarios d'optimisation analysés. Par conséquent, une structure d'isolation vibratoire active est clairement créée. En figure 8.16, l'évolution de l'énergie de contrôle est observée pour les différentes structures étudiées. Pour des gains de contrôle faibles, la tension de contrôle maximale est clairement localisée à la fréquence de résonance du système. L'énergie décroît rapidement de part et d'autre de cette fréquence. Pour des gains de contrôle plus importants, l'énergie de contrôle est répartie plus largement et de manière plus importante autour de la fréquence de résonance. La figure 8.17 montre que le déplacement relatif de la suspension est limitée ce qui représente un paramètre essentiel pour garantir l'intégrité de la structure. Dans le tableau 8.2, une comparaison de performances de contrôle est fournie. Le bénéfice de l'optimisation est clairement observé.

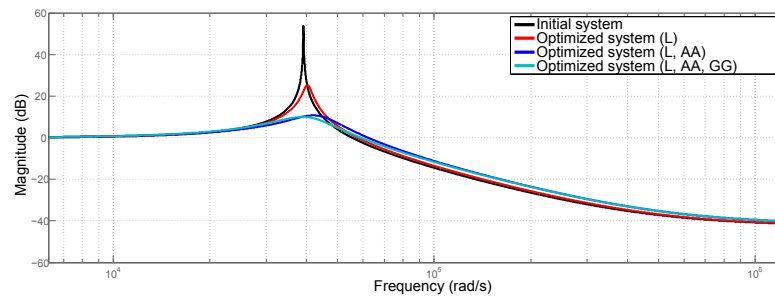


FIGURE 8.15 – Fonctions de transfert de la transmissibilité du système initial et des différents systèmes optimisés

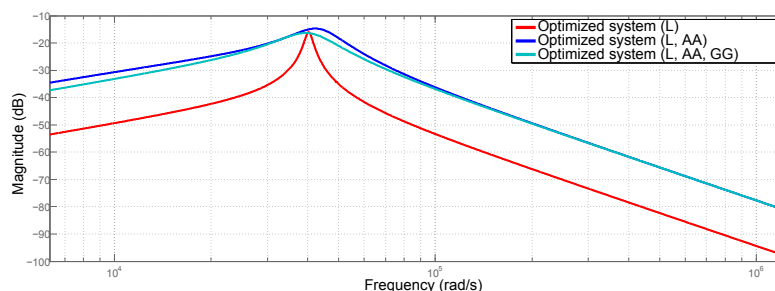


FIGURE 8.16 – Fonctions de transfert entre la sollicitation sismique et la tension de contrôle du système initial et des différents systèmes optimisés

8.4/ MICRO-SUSPENSION ACTIVE AVEC PRISE EN COMPTE DE NON-LINÉARITÉS

Nous souhaitons exploiter le modèle numérique de la micro-suspension, développé dans la partie 5.3, pour étudier l'influence des non-linéarités des matériaux et géométriques

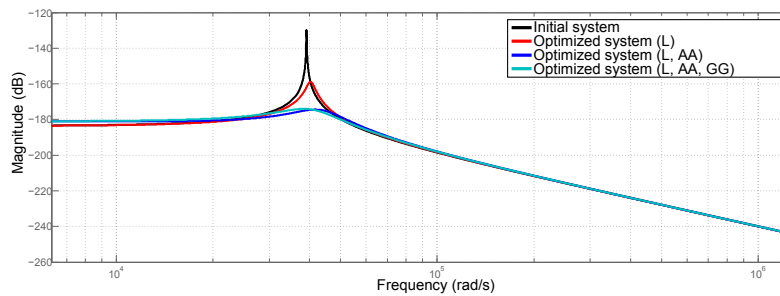


FIGURE 8.17 – Fonctions de transfert entre la sollicitation sismique et le déplacement relatif hors plan du système initial et des différents systèmes optimisés

	Facteur d'amortissement (%)	Deplacement relatif maxi vs sollicitation sismique (dB)	Tension de contrôle maxi vs sollicitation sismique (dB)
Système initial	0.1	-130	-
Système optimisé (L)	2.8	-159	-16
Système optimisé (L, AA)	16.9	-174	-14.7
Système optimisé (L, AA, GG)	19.4	-174	-16.3

TABLE 8.2 – Comparaison des performances de contrôle obtenues pour le système initial et les différents systèmes optimisés

sur les performances de contrôle. Pour cela, nous devons tout d'abord identifier les paramètres non-linéaires de la couche piézoélectrique puis exploiter les modèles développés.

8.4.1/ IDENTIFICATION EXPÉRIMENTALE

8.4.1.1/ DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

Le dispositif d'identification est fondé sur le banc d'essais décrit dans la partie 7.1 et uniquement sur l'utilisation des actionneurs piézoélectriques. L'architecture d'identification est décrite en figure 8.18. Le signal d'actionnement est délivré par un générateur de signal. La mesure du déplacement de la zone centrale du dispositif est faite via un vélocimètre laser. Les données expérimentales sont visualisées et sauvegardées par un système d'acquisition de données.

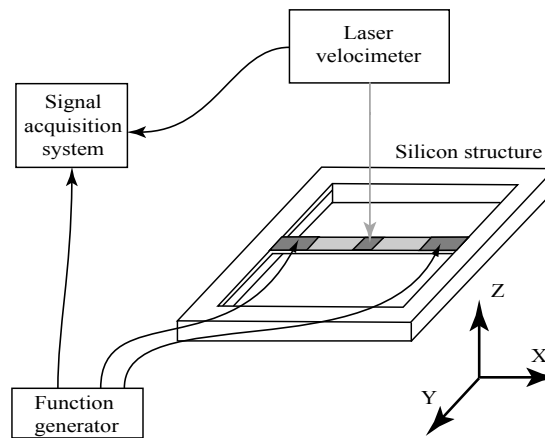


FIGURE 8.18 – Architecture d'identification

8.4.1.2/ RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX OBTENUS

Tout d'abord, pour identifier la première fréquence propre afin de limiter la bande de fréquence étudiée, un signal aléatoire d'amplitude $0.1 V_{rms}$ est appliqué aux actionneurs. Cette faible amplitude permet de rester dans le domaine linéaire des actionneurs. La fonction de transfert obtenue est donnée en figure 8.19. La première fréquence propre est $13\,491\text{ Hz}$. Par conséquent, nous choisissons d'étudier la bande de fréquences $[13\,400\text{ Hz}, 14\,000\text{ Hz}]$.

Pour la phase d'identification, un sinus balayé d'amplitude constante avec un pas fréquentiel de 1 Hz est utilisé. La plage d'amplitude du signal étudiée varie de 0.1 V à 10 V . Pour obtenir une donnée de comparaison objective, le saut fréquentiel entre la courbe montante et descendante est calculé [Nayfeh and Mook, 2008, Nayfeh and Nayfeh, 1994]. Pour chaque pas d'amplitude, les fréquences de saut sont extraites. Une série de trois mesures est effectuée pour déterminer ces sauts de fréquence. La répétabilité de mesure est très bonne et inférieure à 0.06% . La non-linéarité est caractérisée par le ratio de non-linéarité (8.8)

$$\text{Ratio} = \frac{\omega_{\text{Nonlinear}} - \omega_{\text{Linear}}}{\omega_{\text{Linear}}} = \frac{\Delta\omega_{\text{Nonlinear}}}{\omega_{\text{Linear}}} \quad (8.8)$$

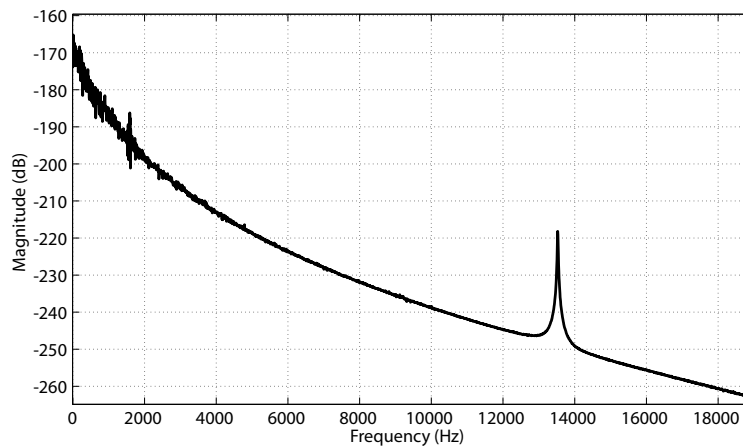


FIGURE 8.19 – Fonction de transfert entre le signal d'actionnement et la vitesse de la partie centrale de la micro-suspension pour un signal aléatoire d'amplitude $0.1 V_{rms}$.

La figure 8.20 présente l'évolution du ratio de non-linéarité en fonction de l'amplitude du signal d'actionnement. Il est à noter que, pour de très faibles valeurs d'amplitude (à partir de environ 2 V), les non-linéarités deviennent relativement importantes (ratio de non-linéarité $>1\%$).

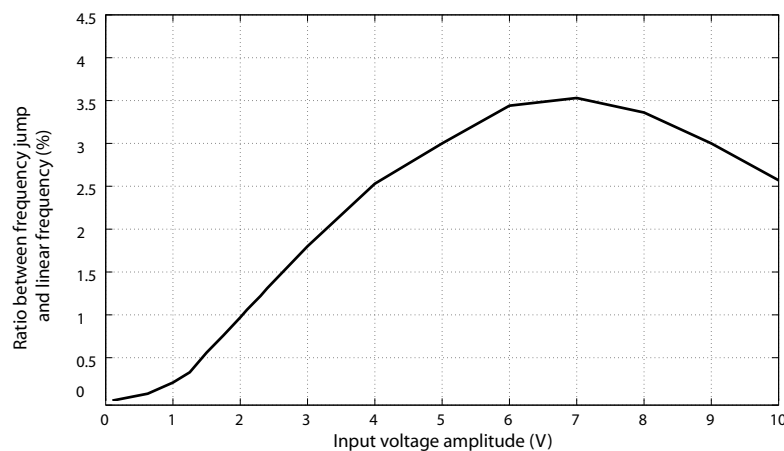


FIGURE 8.20 – Ratio de non-linéarité expérimental en fonction de l'amplitude de tension d'actionnement.

8.4.1.3/ RÉSULTATS ISSUS DU MODÈLE NUMÉRIQUE RECALÉ

Le coefficient piézoélectrique, e_{31} , est déterminé numériquement à partir des résultats expérimentaux. L'identification de α , β , γ et δ est effectuée par un processus d'itération basé sur la résolution de l'équation (5.46) avec les conditions aux limites (5.42). Un ensemble de valeurs numériques bien choisies est utilisé pour initialiser le calcul. A chaque étape, les ratios nonlinéaires sont calculés en fonction de l'amplitude de la tension d'actionnement et sont comparés aux valeurs expérimentales. Le critère d'arrêt du processus

itératif est défini par la relation (8.9).

$$\forall V \text{ Erreur} = \left| \frac{(\text{Ratio}_{num} - \text{Ratio}_{exp})}{\text{Ratio}_{exp}} \times 100 \right| < 0.8 \quad (8.9)$$

Après le processus d'identification, le coefficient piézoélectrique non-linéaire, e_{31} , est donné par la relation (8.10). La figure 8.21 montre une comparaison des rapports de fréquence de saut sur fréquence propre du système linéaire, $\omega_{Nonlinear}/\omega_{Linear}$, en fonction de l'amplitude de la tension d'actionnement pour les données expérimentales et les résultats numériques obtenus avec un coefficient piézoélectrique constant (hypothèse de linéarité du matériau) et le coefficient piézoélectrique nonlinéaire (8.10). Une bonne corrélation entre les résultats expérimentaux et les résultats numériques prenant en compte les non-linéarités est observée. Il est à noter que l'évolution du coefficient piézoélectrique est représentative pour ce type de PZT [Robert, 2001]. Cependant, le fait d'avoir $e_{31}(0) = 0$ peut paraître surprenant. En fait, pour de faibles amplitudes de tension d'actionnement et pour la fréquence de travail spécifiée (approximativement 14 500 Hz), les déplacements de la poutre sont très faibles et les limites du vélocimètre laser sont atteintes. Par conséquent, la précision de mesure ne peut être totalement garantie dans ce domaine d'observation.

$$e_{31}(V) = 0 - 1.4 \cdot V + 0.06 \cdot V^2 + 0.0068 \cdot V^3 \quad (8.10)$$

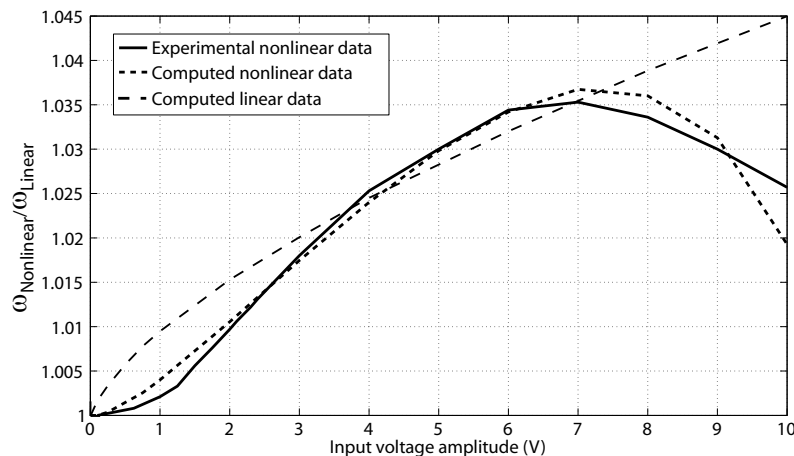


FIGURE 8.21 – Comparaison des rapports de fréquence de saut sur fréquence propre du système linéaire en fonction de l'amplitude de la tension d'actionnement pour les données expérimentales et les résultats numériques obtenus avec un coefficient piézoélectrique constant et un coefficient piézoélectrique nonlinéaire.

Dans les figures 8.22 et 8.23, les courbes de réponse en fréquence du déplacement de la partie centrale de la poutre et le diagramme de phase associé sont données pour différentes amplitudes de tension d'actionnement. Les courbes en gras présentées en figures 8.22 et 8.23 correspondent à des tensions supérieures à 7 V. Pour des amplitudes de tension d'actionnement supérieures à 7 V, une diminution de la déflexion de la poutre est observée comme le montre la Figure 8.22, mais également une diminution du rapport $\omega_{Nonlinear}/\omega_{Linear}$, comme présenté en figure 8.21 et donc une diminution de la fréquence de saut $\omega_{Nonlinear}$. Ce fait est dû à l'évolution du coefficient piézoélectrique nonlinéaire

dans la gamme de tensions d'actionnement considérées. Afin de confirmer ce point, la courbe Amplitude/fréquence est tracée en figure 8.24 avec et sans la prise en compte du coefficient piézoélectrique nonlinéaire en plus de la prise en compte de la non-linéarité géométrique. La courbe présente clairement un point de rebroussement lorsque le coefficient nonlinéaire est utilisé. La non-linéarité de la couche piézoélectrique est donc source de ce phénomène.

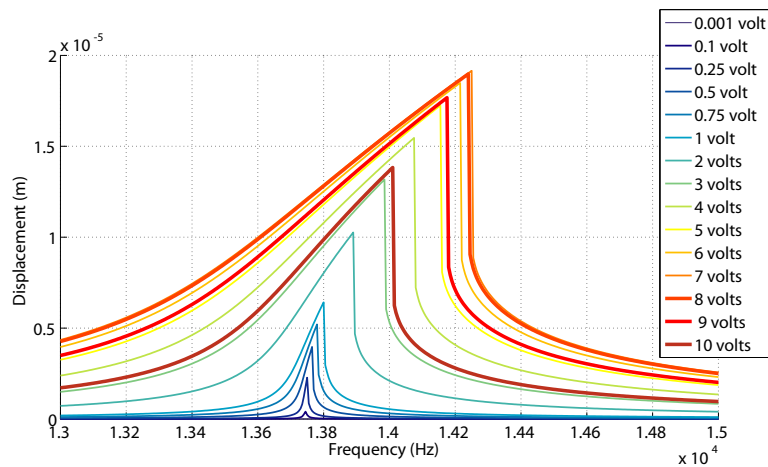


FIGURE 8.22 – Courbes de réponse en fréquence du déplacement de la partie centrale de la poutre pour différentes amplitudes de tension d'actionnement comprises entre 10^{-3} V et 10 V.

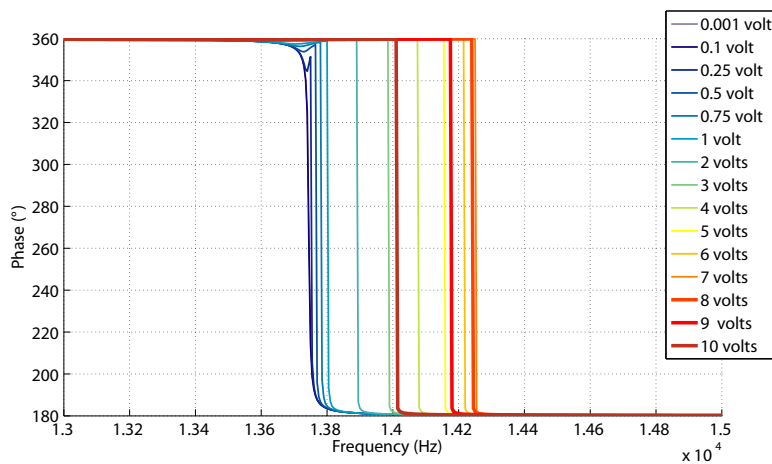


FIGURE 8.23 – Diagrammes de phase de réponse en fréquence du déplacement de la partie centrale de la poutre pour différentes amplitudes de tension d'actionnement comprises entre 10^{-3} V et 10 V.

8.4.2/ EFFETS DE NON-LINÉARITÉS SUR LES PERFORMANCES DE CONTRÔLE

Un modèle numérique prenant en compte les non-linéarités piézoélectriques et géométriques est à disposition. Nous sommes à présent en mesure d'évaluer numériquement les effets de ces non-linéarités sur les performances de contrôle.

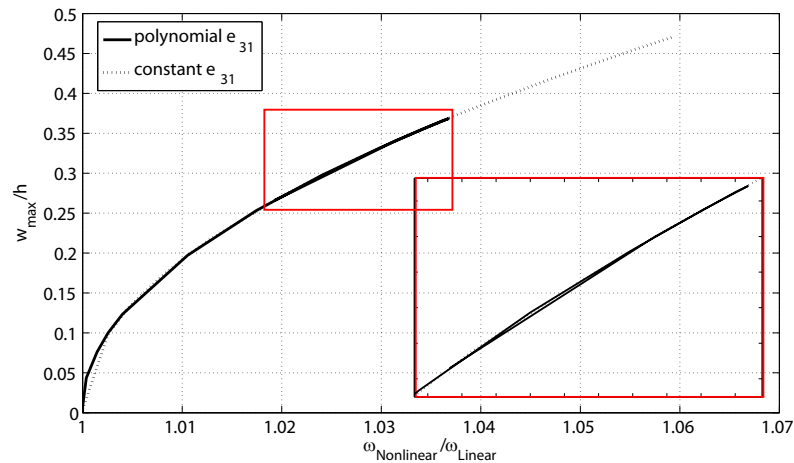


FIGURE 8.24 – Courbes amplitude/fréquence normalisée de la poutre piézocomposite encastrée-encastrée avec et sans la non-linéarité piézoélectrique.

8.4.2.1/ ARCHITECTURE DE CONTRÔLE ET ALGORITHME DE CALCULS

La stratégie de contrôle est décrite en figure 8.25. L'entrée du contrôleur est une mesure de vitesse. Le signal de contrôle est élaboré sur la base d'une stratégie DVF (*Direct Velocity Feedback*) [Preumont et al., 2002]. Par conséquent, le signal issu du capteur est uniquement amplifié et appliqué aux deux actionneurs piézoélectriques afin d'injecter l'effort de contrôle dans le système. Une procédure d'acquisition de données est placée en parallèle de la boucle de régulation. Le système permet l'isolation vibratoire active selon un seul degré de liberté (l'axe Z). Le signal d'excitation sismique est un bruit blanc d'amplitude réglable avec un maximum étudié de 50 g ($g=9.81 \text{ m.s}^{-2}$).

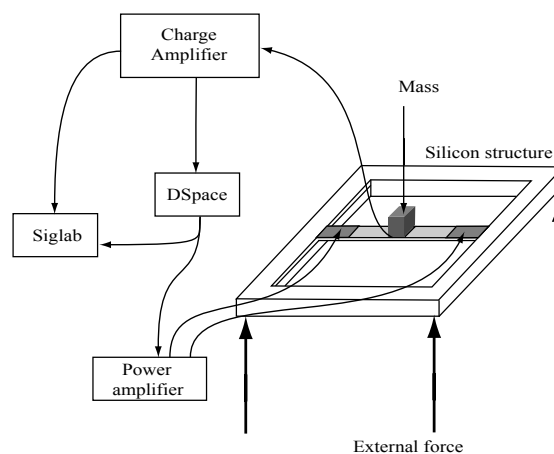


FIGURE 8.25 – Architecture de contrôle.

La loi de contrôle est directement implémentée dans le logiciel COMSOL Multiphysics en couplant les équations aux dérivées partielles du modèle avec les équations aux dérivées ordinaires du contrôleur. Le gain de contrôle varie de 0 à 4.5 afin de limiter la tension d'actionnement (ou tension de contrôle) à 6.5 V et ainsi limiter les temps de calculs. L'interaction entre Matlab et Comsol est exploitée pour calculer les paramètres d'intérêt

et analyser les résultats.

8.4.2.2/ COMPARAISON DES PERFORMANCES DE CONTRÔLE POUR UNE EXCITATION SISMIQUE DE 50g

L'analyse des performances de contrôle est menée de manière séquentielle. Tout d'abord, le matériau piézoélectrique nonlinéaire est introduit dans le modèle. Ensuite, la non-linéarité géométrique est introduite dans le modèle linéaire initial. Enfin, le modèle nonlinéaire complet est calculé. L'ensemble des résultats obtenus sera comparé aux résultats du modèle de référence à savoir le modèle linéaire.

En figures 8.26, les diagrammes de Bode du déplacement relatif pour une excitation sismique de 50g sont présentés pour différentes configurations de calculs et pour différents gains de contrôle. Par ailleurs, les figures 8.27 montrent l'évolution de la tension de contrôle en fonction de la fréquence de sollicitation.

Dans le cas linéaire présenté en figure 8.26 (a), l'amplitude du mode de suspension est linéairement amortie. Il est à noter que le contrôleur ne dégrade pas les performances d'isolation en hautes fréquences. Par conséquent, avec un important gain de contrôle, nous avons à disposition une micro-suspension active avec une amplitude du mode de suspension très faible. Comme le montre la figure 8.27(a), la tension maximale de contrôle est obtenue pour la fréquence de résonance de la micro-suspension. La tension maximale est de l'ordre de 1.20 V pour une excitation sismique de 50g. Par ailleurs, nous observons une augmentation de l'énergie nécessaire au contrôle sur une large gamme de fréquence lorsque le gain de contrôle augmente.

En figure 8.26 (b), le diagramme de Bode du déplacement relatif pour une modélisation mécanique linéaire incluant un comportement piézoélectrique nonlinéaire est présenté pour une excitation sismique de 50 g et pour différents gains de contrôle. Le pic de résonance est atténué lorsque le gain de contrôle augmente. Cependant, un comportement nonlinéaire est clairement observable. En effet, la base du pic de résonance s'élargit avec l'augmentation du gain de contrôle. Cette observation est confirmée par la figure 8.27 (b) où la tension de contrôle est donnée en fonction de la fréquence de sollicitation. La tension de contrôle maximale est obtenue sur une gamme de fréquences centrée sur la fréquence de résonance. Plus le gain de contrôle est important, plus cette gamme de fréquences est importante. La gamme de tensions de contrôle est [0 ; 2.14] Volts.

Le diagramme de Bode du déplacement relatif pour un comportement piézoélectrique linéaire incluant la non-linéarité géométrique est représenté en figure 8.26 (c). Premièrement, le pic de résonance augmente légèrement lorsque le contrôle gain augmente. Il est à noter que la fréquence de résonance diminue. A un gain de contrôle limite, la fréquence de résonance saute jusqu'à 13 670 Hz et le pic de résonance est alors fortement atténué. Le diagramme de phase illustre bien cet effet. Lorsque le gain de contrôle augmente, une modification de la phase apparaît à 13 670 Hz. Ces observations se retrouvent également sur la figure 8.27 (c). La tension de contrôle augmente jusqu'à une valeur limite. Après cette valeur, la tension de contrôle est limitée. En raison des non-linéarités géométriques, l'énergie globale du système est transférée du mode propre du système au mode naturel linéaire. Par conséquent, à la limite du gain de contrôle, l'énergie du système est transférée principalement au mode naturel linéaire. Après ce changement, le comportement du système est voisin de celui d'un système linéaire.

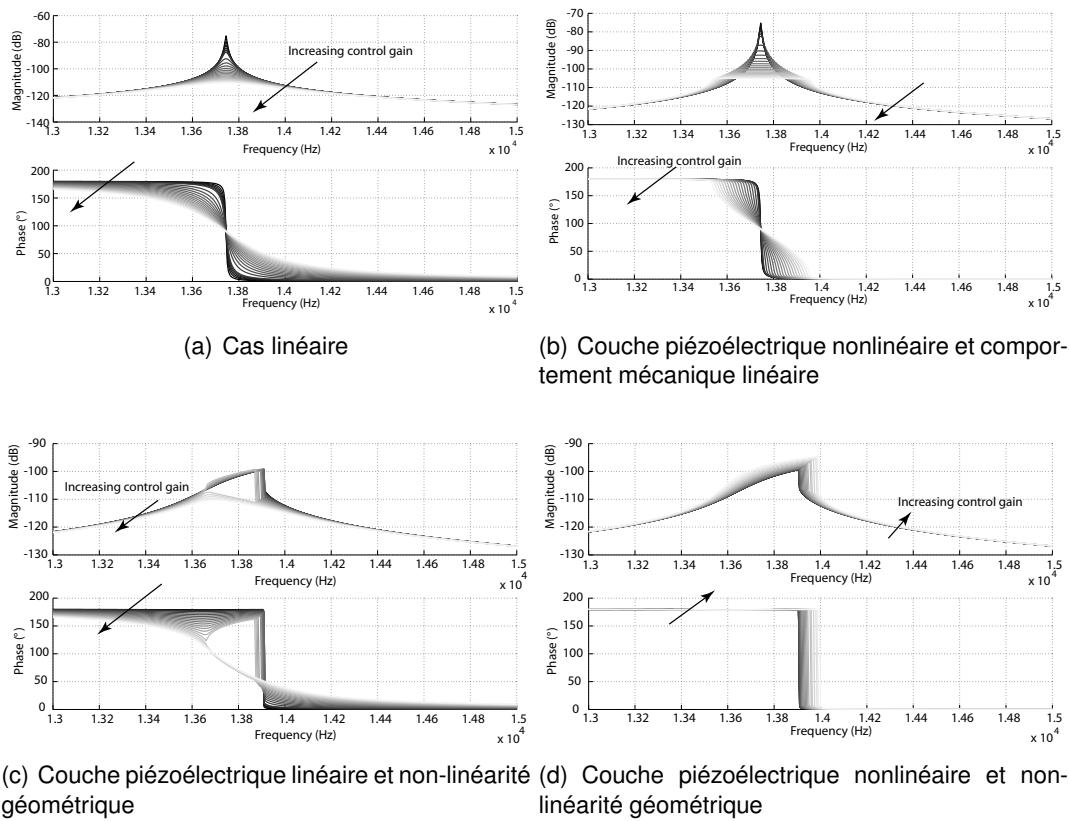


FIGURE 8.26 – Diagrammes de Bode du déplacement relatif pour une excitation sismique de 50 g et différentes configurations de calculs avec différents gains de contrôle.

Le diagramme de Bode du déplacement relatif pour la modélisation "totalement" non-linéaire est représenté en figure figure 8.26 (d). La résonance de suspension est de moins en moins amortie avec l'augmentation du gain de contrôle. Par conséquent, le contrôle tend à déstabiliser le système non-linéaire. Bien entendu, cet effet est une combinaison des non-linéarités géométriques et piézoélectriques. Lorsque le gain de contrôle augmente, la non-linéarité géométrique déstabilise le mode naturel. Contrairement, au cas sans non-linéarité matériau, il n'y a pas de transfert d'énergie vers le mode naturel linéaire. Par conséquent, toute l'énergie du système est maintenue sur le mode "non linéaire".

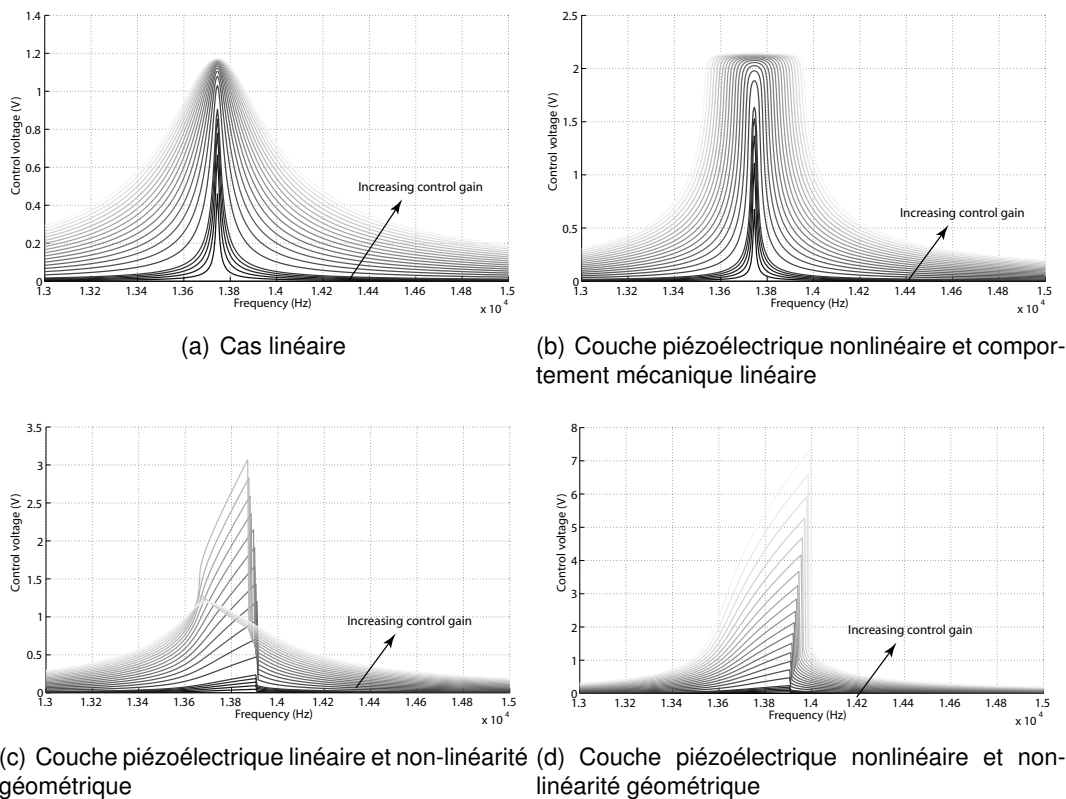


FIGURE 8.27 – Tension de contrôle en fonction de la fréquence d'excitation pour une excitation sismique de 50 g.

La déflexion de la poutre piézocomposite encastree-encastree normalisée par rapport à l'épaisseur est tracée en figure 8.28 en fonction du gain de contrôle pour les différentes modélisations étudiées. La modélisation linéaire présente la diminution la plus notable du déplacement relatif en fonction du gain de contrôle. Malgré l'introduction de la non-linéarité piézoélectrique, la monotonie de la courbe est proche de celle du cas linéaire. Cependant, la décroissance observée est plus limitée. Lorsque la non-linéarité géométrique est introduite, le comportement vibratoire global du dispositif est fortement modifié. Comme la non-linéarité géométrique a un effet de rigidification de la structure, le déplacement relatif de la structure est limité. Il est à noter qu'il y a un rapport 10 :1 entre la modélisation linéaire et les modélisations comprenant la non-linéarité géométrique sans contrôle. Pour la modélisation géométriquement non-linéaire, la déviation de l'appareil augmente jusqu'à un gain de contrôle de -3,25. Après cette limite, le système possède un comportement linéaire. La modélisation non-linéaire complète présente clairement un

comportement vibratoire divergent.

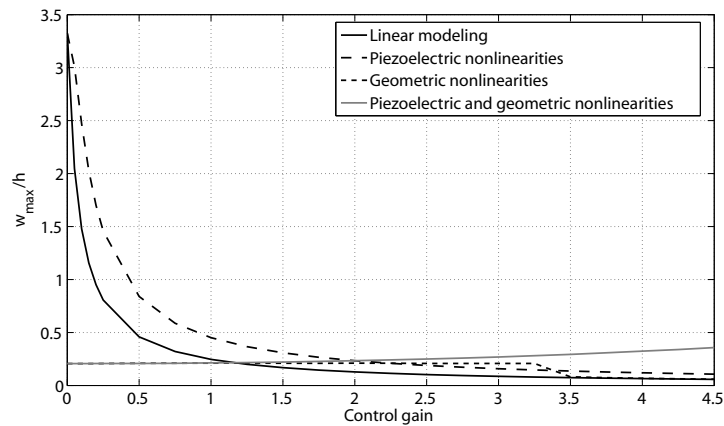


FIGURE 8.28 – Déflexion de la poutre piézocomposite encadrée-encadrée normalisée par rapport à l'épaisseur en fonction du gain de contrôle pour les différentes modélisations étudiées.

La figure 8.29 montre le rapport entre la fréquence de saut et la fréquence linéaire en fonction du gain de contrôle pour les différentes modélisations étudiées. Ce type de courbe n'a pas de sens pour un comportement linéaire. La non-linéarité piézoélectrique a un effet de dérigidification sur la structure mécaniquement linéaire lorsque le contrôle est appliqué. Mais, sans contrôle, la structure a le même comportement de vibration que la structure purement linéaire. Lorsque la non-linéarité géométrique est introduite dans le modèle initial, la structure possède un comportement plus rigide que dans le cas linéaire jusqu'à un gain de contrôle de -3,25. Après cette limite, la structure tend à avoir un comportement moins raide. Pour la modélisation nonlinéaire complète, plus le gain de contrôle augmente, plus le comportement vibratoire du système devient rigide.

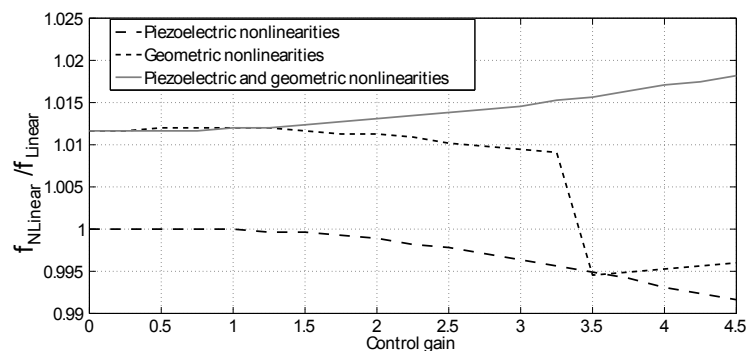


FIGURE 8.29 – Rapport $\omega_{Nonlinear}/\omega_{Linear}$ en fonction du gain de contrôle pour les différentes modélisations étudiées.

8.5/ CONCLUSIONS

Les résultats obtenus sur cette thématique traitant de l'amortissement et surtout de l'isolation vibratoire sont satisfaisants, originaux et relativement complets. En effet, nous

sommes finalement peu de scientifiques, aux niveaux international et national, à travailler sur le thème de l'isolation de micro-composants électroniques. Il est toutefois nécessaire de rester humble par rapport à ce constat puisqu'il s'agit d'une thématique de niche. Par ailleurs, nous avons pu, au cours de ces dernières années, aborder beaucoup d'aspects liés à ces dispositifs à la fois d'un point de vue recherche et d'un point de vue développement permettant d'avoir une vision relativement complète du problème.

Au niveau recherche, la formalisation du concept d'îlot d'isolation sur des cartes électroniques de commande a été effectuée lors de ma thèse [27]. Les premiers prototypes fonctionnels ont permis de prouver la pertinence du concept, de montrer les performances possibles et surtout de soulever un nombre conséquent de problématiques et de questionnement. Un champ de recherches à explorer s'ouvrait devant nous. Pour commencer, nous avons orienté nos projets vers la conception de structures dédiées à l'utilisation conjointe de capteurs et d'actionneurs dans un espace réduit. Un travail sur la conception et la fabrication des micro-structures a notamment été fait pour limiter les couplages électriques entre les transducteurs [Verdot, 2011] qui limitaient les performances sur les prototypes de première génération. Pour cela, la compréhension multiphysique du système a été nécessaire via la mise en place de modélisations, analytiques et numériques, du dispositif. La confrontation modèle/expérience, notamment dans la phase de validation et de vérification du modèle, nous a montré la difficulté de prédiction des modèles et la grande prudence avec laquelle les résultats doivent être exploités. Dans cette optique, une loi de contrôle permettant de travailler sur objectifs de performances et de stabilité a été développée. C'est une façon de prendre en compte les incertitudes du modèle dans la phase de conception. Nous avons également tenté de mieux cerner la contribution des non-linéarités dans les dérives de performances observées. Les résultats obtenus sont intéressants. Cependant, la phase d'expérimentation nécessiterait la fabrication de structures dédiées pour essayer de corréler les résultats obtenus principalement par voie numérique. Ce travail reste à développer avec mon collègue Gwendal Cumunel (Laboratoire Navier).

Au niveau développement, notre objectif initial était de répondre à une problématique pointue émanant de l'industrie de l'électronique militaire visant au maintien des performances de composants sensibles dans un environnement vibratoire sévère. Au-delà de la preuve du concept, nous avons souhaité développer des prototypes fonctionnels avec interfaçages électriques et loi de contrôle implantables sur des cartes électroniques répondant aux contraintes industrielles, fournir des outils de dimensionnement utilisables par des intégrateurs via le développement de modèles analytiques facilement implémentables et maîtriser notre fabrication pour anticiper une future production. C'est cet ensemble qui a motivé le dépôt d'un brevet d'invention sur cette technologie [11]. Nous avons également développé, en phase de pré-dimensionnement, des stratégies d'optimisation systémique de ces dispositifs complexes pour s'adapter à de multiples spécifications techniques du besoin. Ce dernier point est toujours en développement avec mes collègues Pierre-Alain Yvars (SupMéca Paris) et Thierry Verdot (CEA LETI-MINATEC).

STRUCTURES COMPOSITES ET PIÉZOCOMPOSITES

Dans ce chapitre, je présente mes travaux sur les structures composites et piézocomposites. Il s'agit bien sûr des structures constituées d'une matrice et de fibres mais également des structures à empilement de matériaux comme les résonateurs à onde de volume ou les structures MEMS. La première partie détaille spécifiquement des développements sur les résonateurs à quartz à onde de volume [2]. Ces travaux se situent dans la continuité de mon passage au bureau d'études de la société Rakon (ex-Temex). Ils sont donc très orientés par les besoins de l'industriel en matière de modélisation. La seconde partie traite des structures composites adaptatives. Il s'agit d'une thématique relativement nouvelle pour moi puisque son démarrage fait suite à mon arrivée à l'UTBM et à ma rencontre avec mon collègue Rémy Lachat. J'ai relancé cette thématique scientifique en veille depuis quelques années [23]. L'intérêt de collègues d'autres laboratoires nationaux et internationaux et d'industriels montre la pertinence de ces travaux et de ce positionnement scientifique.

9.1/ RÉSONATEURS À QUARTZ

Les résonateurs à quartz sont des composants-clé pour les systèmes de guidage, les équipements radar et les dispositifs de communication. C'est en effet ce composant qui permet de synchroniser les différentes informations reçues ou transmises. Un résonateur est un dispositif résonant à une fréquence spécifique qui doit être parfaitement définie et stable par rapport à son environnement. Généralement, les modes de cisaillement d'épaisseur sont exploités. Ces modes de vibration correspondent à des faibles déplacements selon les plans cristallographiques, comme le montre la figure 9.1. Cette figure présente, en plan de coupe diamétrale, les déplacements des modes de cisaillement d'épaisseur et observés pour le mode fondamental ainsi que pour les deux premières harmoniques.

Le problème majeur de ces dispositifs est leur sensibilité aux paramètres extérieurs tels que la température, l'accélération, les vibrations, les chocs, le magnétisme [Valentin et al., 1984, Janiaud et al., 1981, Yong et al., 2009]. Cette sensibilité affecte directement la valeur de la fréquence de travail et, par conséquent, la précision des équipements exploitant cette fréquence. Il convient donc de travailler particulièrement sur certaines propriétés-clé comme la stabilité en température, la sensibilité accélérométrique et

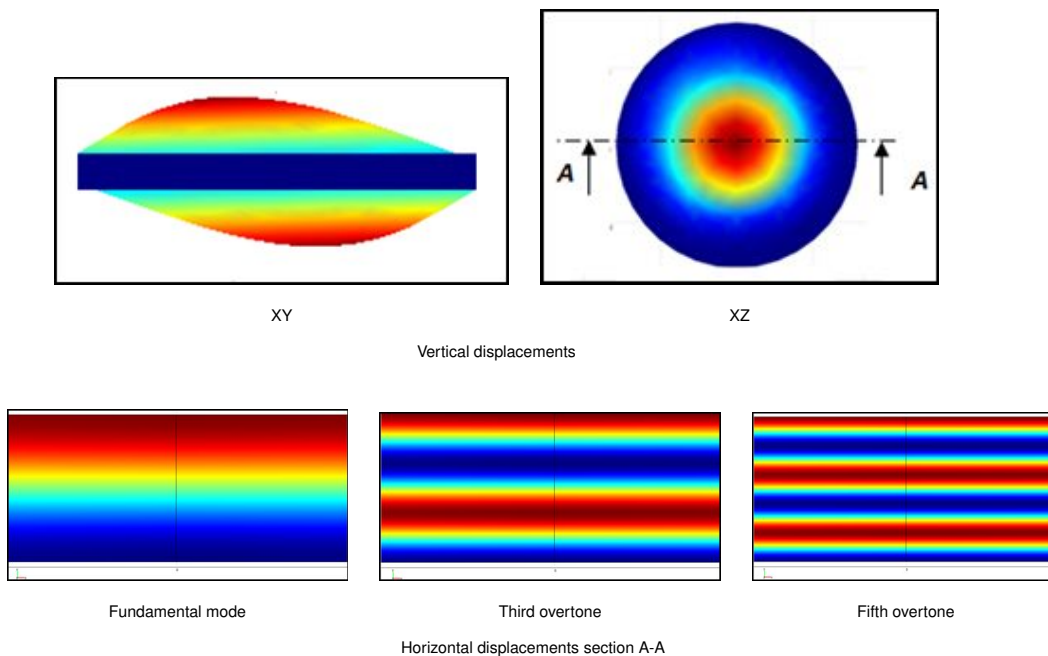


FIGURE 9.1 – Exemples de modes de cisaillement d'épaisseur d'un oscillateur à quartz

le facteur de qualité. Comparés aux autres matériaux piézoélectriques, le quartz fournit une combinaison intéressante de propriétés. En effet, ce matériau possède des propriétés matériaux très répétables en fonction des procédés de fabrication et une sensibilité fréquentielle limitée par rapport à la température extérieure. La sensibilité thermique peut être encore réduite par l'utilisation de coupes crystallographiques différentes du crystal naturel (AT-Cut, BT-cut, SC-cut ...) [Dauwalter, 1972, EerNisse, 1976, Ballato, 1977]. Par ailleurs, les pertes internes au crystal de quartz sont très faibles et favorisent un haut facteur de qualité de l'ordre de 10^6 [Warner, 1960]. Enfin, pour obtenir de faibles sensibilités accélérométriques de manière naturelle, il est nécessaire de travailler sur la géométrie de la lame vibrante ainsi que sur le support de maintien du résonateur [Haskell et al., 2002, Haskell et al., 2004].

Pour améliorer ces propriétés-clé, il est nécessaire d'avoir à disposition des modèles mathématiques permettant de dégager les tendances d'amélioration en fonction des paramètres de conception modifiés en limitant une production de prototypes qui reste très chère. En général, pour prendre en compte les effets de l'environnement, les modèles employés sont basés sur la méthode des éléments finis [Yong et al., 2006a]. Les effets thermiques [Yong et al., 2007] ainsi que l'impact des non-linéarités géométriques [Simkovics et al., 1999] sur la sensibilité de la fréquence de travail ont été étudiés. Mais, pour une application industrielle, il est nécessaire d'être capable de faire le lien entre ces modèles relativement précis mais complexes avec des logiciels de simulation de circuits électriques tel que Spice. Par conséquent, il est crucial de développer une méthode de calcul simplifiée afin de répondre à ce besoin industriel. L'idée est donc d'exploiter des modèles de type Butterworth-Van Dyke (BVD) avec comme données d'entrée les fréquences obtenues par éléments finis. Il est alors possible de produire des abaques en fonction des angles de coupe crystallographique, de l'amplitude des sollicitations accélérométriques, de la température ambiante, du mode de fixation...

9.1.1/ EFFETS DE LA TEMPÉRATURE SUR LA STABILITÉ FRÉQUENTIELLE

La température va induire un comportement hystérétique de la variation de la fréquence de résonance. La courbe fréquence-température expérimentale peut être approchée par le polynôme du 3^{ème} ordre (9.1).

$$\frac{f - f_0}{f_0} = a_1(T - T_0) + a_2(T - T_0)^2 + a_3(T - T_0)^3 \quad (9.1)$$

avec f_0 la fréquence de travail initiale (Hz), f , la fréquence modifiée par le champ de température (Hz), T la température de travail (°C), T_0 la température de l'ambiante (généralement, 25 °C) et les coefficients de recalage caractéristiques de la coupe crystallographique étudiée, a_i .

L'objectif de cette étude est d'établir les courbes fréquence-température en fonction de l'orientation crystallographique du quartz pour une large gamme de températures.

9.1.1.1/ MÉTHODE DE PERTURBATION

La méthode de perturbation est utilisée pour définir le décalage fréquentiel. En effet, les variations de température sont très lentes par rapport aux variations de fréquence. Par conséquent, les équations de mouvement de la lame de quartz sont modifiées pour tenir compte d'un état précontraint en superposant aux déplacements non perturbés des déplacements initiaux dûs au champ de température. Les déformations en notation indicielle sont définies par l'équation (9.2).

$$\epsilon_{ij} = \frac{1}{2}(u_{i,j} + u_{j,i} + U_{k,i}u_{k,j} + U_{k,j}u_{k,i}) \quad (9.2)$$

avec $U_{i,k}$ le gradient de déformation initiale et $u_{i,j}$ la dérivée du déplacement suivant l'axe i par rapport à j .

La loi de comportement du matériau est donnée, en notation indicielle, par la relation (9.3).

$$t_{ij} = (C_{ijkl} + C_{ijklmn}E_{mn})\epsilon_{kl} \quad (9.3)$$

où C_{ijkl} , C_{ijklmn} et E_{mn} sont respectivement les coefficients d'élasticité du deuxième ordre ($N.m^{-2}$) et du troisième ordre ($N.m^{-3}$) du cristal de quartz et le champ de déplacement initial (m).

Dans le cas où la lame de quartz subit une dilatation ou une contraction thermique libre qui se traduit par un champ de contraintes et de déformations initial uniforme et exprimable analytiquement, le gradient de déformation de l'état statique s'écrit :

$$E_{i,j} = \alpha_{ij}^{(1)}(T - T_0) + \alpha_{ij}^{(2)}(T - T_0)^2 + \alpha_{ij}^{(3)}(T - T_0)^3 = \alpha_{ij}^{\theta} \quad (9.4)$$

où $\alpha_{ij}^{(1)}$, $\alpha_{ij}^{(2)}$ et $\alpha_{ij}^{(3)}$ sont les coefficients respectivement du premier, deuxième et troisième ordre de la dilatation thermique (soit K^{-1} , K^{-2} et K^{-3}).

$$t_{ij} = C_{ijkl}^{\theta}\epsilon_{kl} \quad (9.5)$$

avec

$$C_{ijkl}^{\theta} = C_{ijkl} + C_{ijkl}^{(1)}(T - T_0) + \frac{1}{2}C_{ijkl}^{(2)}(T - T_0)^2 + \frac{1}{3}C_{ijkl}^{(3)}(T - T_0)^3 \quad (9.6)$$

où $C_{ijkl}^{(1)}$, $C_{ijkl}^{(2)}$ et $C_{ijkl}^{(3)}$ sont respectivement les dérivées thermodynamiques des coefficients élastiques du premier, deuxième et troisième ordre en fonction de la température (soit $N.m^{-2}.K^{-1}$, $N.m^{-2}.K^{-2}$ et $N.m^{-2}.K^{-3}$).

9.1.1.2/ RÉSULTATS OBTENUS

Résonateurs à quartz de coupe AT Pour une première validation, un résonateur à quartz de coupe AT, dont la géométrie est présentée en figure 9.2, est étudié. Il s'agit d'une coupe cristalline à simple rotation ($\theta = 35.25^\circ$). Les résultats obtenus sont comparés avec ceux de la publication [Yong et al., 2006b] qui implémente également la méthode dans l'environnement Comsol. Il s'agit de reproduire la courbe fréquence-température.

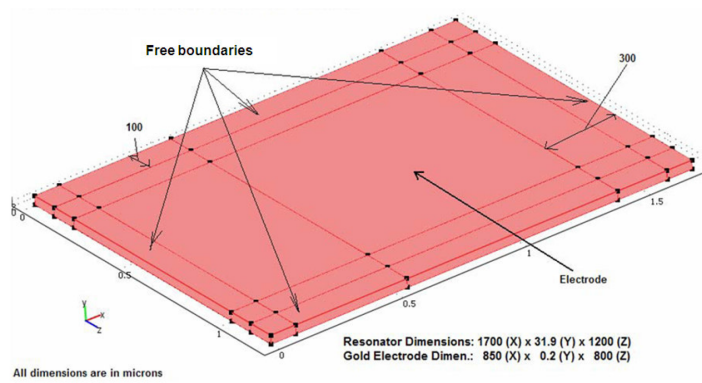


FIGURE 9.2 – Géométrie d'un résonateur à quartz (coupe AT, 50 MHz)

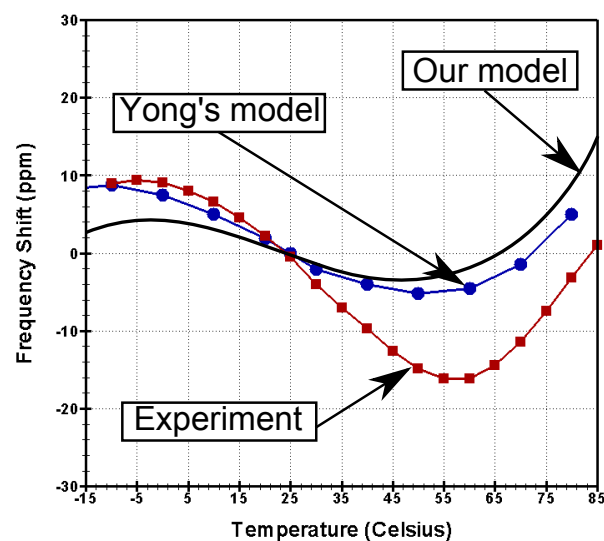


FIGURE 9.3 – Comparaison de la variation de fréquence en fonction de la température pour notre modèle, le modèle de Yong et les mesures

La figure 9.3 présente une comparaison de la variation de fréquence en fonction de la température pour notre modèle, le modèle de Yong [Yong et al., 2006b] et les mesures. D'un point de vue qualitatif, les allures sont relativement proches et les ordres de grandeur

de la variation (quelques parts par million pour une fréquence nominale de 50 MHz) sont équivalents. Les différences observées par rapport à l'expérience peuvent s'expliquer par les imprécisions de calculs mais surtout par l'effet force-fréquence. L'effet force-fréquence est un décalage fréquentiel entraîné par les contraintes planaires appliquées aux bords du résonateur dues au système de fixation donc aux conditions aux limites effectives du système. Par ailleurs, la courbe 9.4 présentant une analyse de sensibilité par rapport au paramètre θ , montre la grande dépendance de la fréquence à l'angle de coupe. Ces variations sont conformes aux variations expérimentales observées. Par conséquent, pour une observation des variations relatives de la fréquence de travail par rapport à des paramètres de conception, la précision et la pertinence du modèle sont jugées suffisantes.

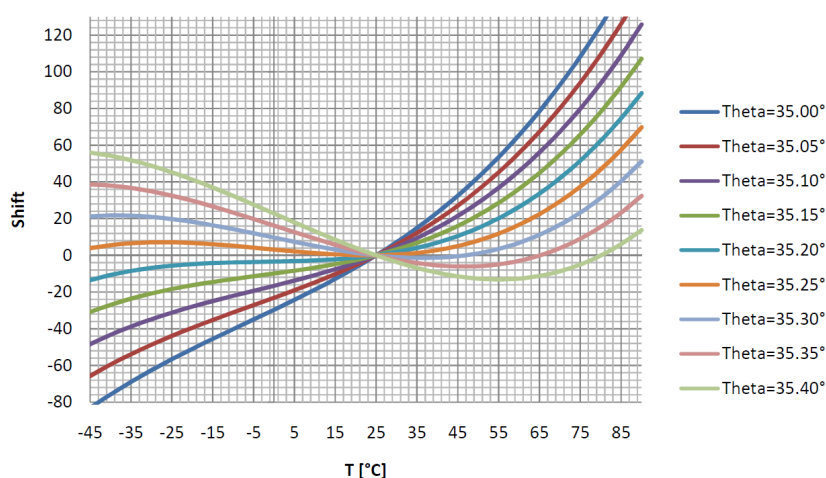


FIGURE 9.4 – Courbes fréquence-Température avec θ paramétré

Résonateurs à quartz plan de coupe SC

Dans cette partie, un résonateur à quartz plan de coupe SC est étudié. La géométrie du résonateur est celle présentée en figure 9.1. La coupe SC est une coupe cristalline à double rotation ($\theta=34^{\circ}04'40''$, $\phi=23^{\circ}30'$). La courbe fréquence-température calculée selon la méthode de perturbation est donnée en figure 9.5. Par ailleurs, une partie de la gamme de températures est analysée plus précisément en figure 9.6. Nous retrouvons plusieurs courbes fréquence-température en fonction du paramètre θ et comparée à la courbe expérimentale. Une nouvelle fois, l'allure des courbes ainsi que l'ordre de grandeur sont corrects et suffisants pour les analyses de configurations envisagées. Les différences s'expliquent principalement par l'effet force-fréquence. Il est à noter que cet effet est dépendant de l'amplitude des forces de serrage et de la température ambiante. A partir de ces données, nous pouvons par exemple calculer l'inductance motionnelle du résonateur et la comparer avec les mesures comme le montre le tableau 9.1. Il est également possible de tracer l'inductance motionnelle en fonction de la température comme présenté en figure 9.7. Il est alors possible à l'ingénieur électronicien concevant l'oscillateur d'avoir accès à la variation relative de l'inductance motionnelle du résonateur en fonction de la variation de température et de calibrer le circuit électrique en conséquence.

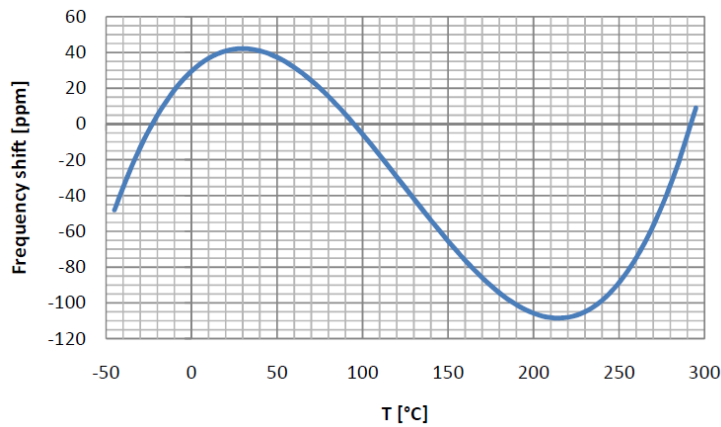


FIGURE 9.5 – Courbe fréquence-température d'un résonateur à quartz plan de coupe SC

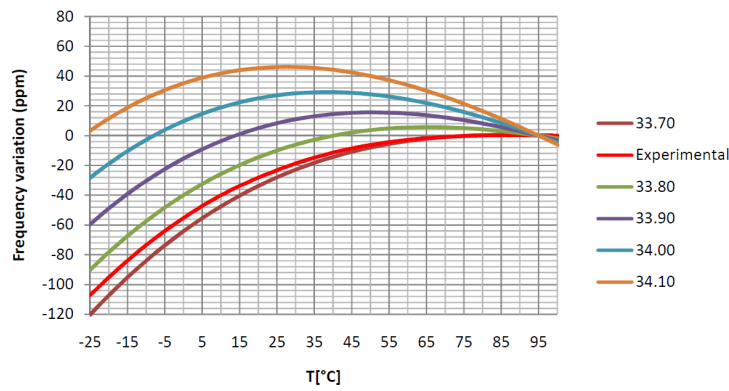


FIGURE 9.6 – Courbes fréquence-température théoriques d'un résonateur à quartz plan de coupe SC en faisant varier θ ($33.70^\circ \leq \theta \leq 34.10^\circ$) et confrontées à la courbe expérimentale

Type de résonateur	Inductance expérimentale (mH)	Inductance théorique (mH)	Ecart %
Résonateur SC plan	37	34.6	6.5
Résonateur SC convexe	39	37.6	3.5

TABLE 9.1 – Comparaison d'inductances motionnelles expérimentales et théoriques à 25 °C

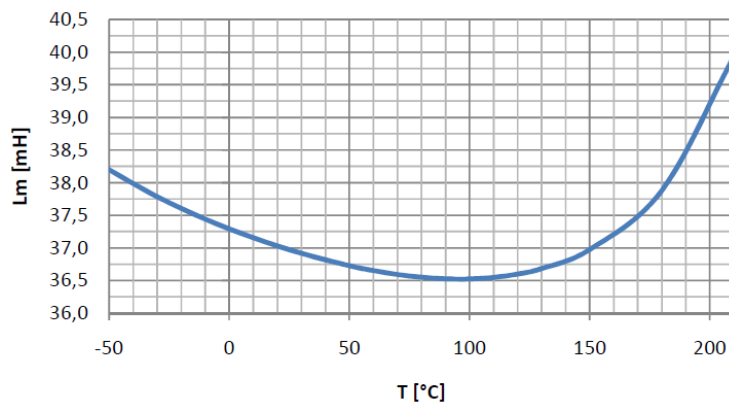


FIGURE 9.7 – Evolution de l'inductance motionnelle en fonction de la température

9.1.2/ EFFET DE L'ACCÉLÉRATION SUR LA STABILITÉ FRÉQUENTIELLE

Dans cette partie, la sensibilité accélérométrique d'un résonateur à quartz est étudiée. L'influence de l'amplitude de l'accélération, des différents matériaux des électrodes de pilotage ainsi que l'orientation de l'axe de l'accélération dans le plan médian sont analysées. Ces travaux ont fait l'objet d'une publication dans une revue internationale [2].

9.1.2.1/ RÉSONATEURS À QUARTZ CONVEXE DE COUPE SC

Ce type de résonateur possède une de ses surfaces non plus plane mais convexe de manière à favoriser la vibration selon le mode de cisaillement d'épaisseur principale. La déformée du mode de vibration principale de ces résonateurs est fournie en figure 9.8. Comme le montre la figure 9.9, la déformation est beaucoup plus localisée au centre du résonateur convexe que du résonateur plan. Les effets des conditions aux limites mécaniques sur la fréquence de résonance de travail sont ainsi limités.

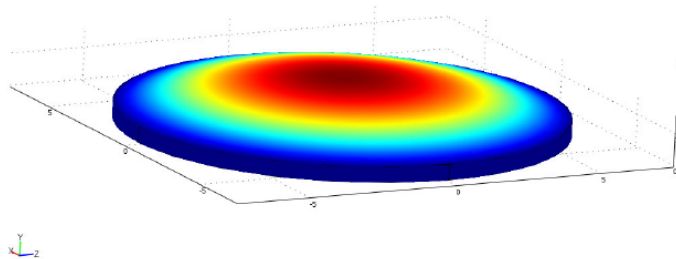


FIGURE 9.8 – Déformée du mode de résonance d'un résonateur SC convexe

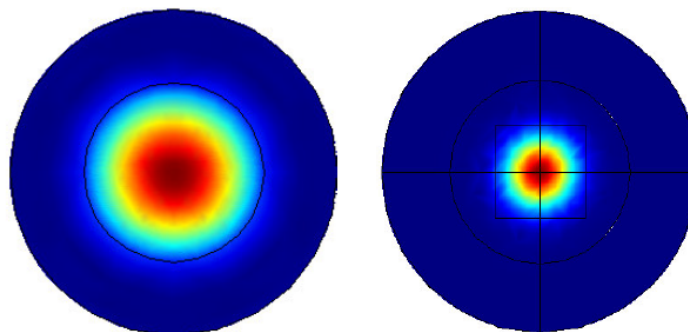


FIGURE 9.9 – Comparaison des déformées des modes de résonance du résonateur plan (gauche) et du résonateur convexe (droite)

9.1.2.2/ PROCÉDURE DE CALCULS

La prise en compte de la sensibilité accélérométrique implique une résolution en grandes déformations. Le tenseur des déformations est alors donné par l'équation (9.7).

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} (\nabla \mathbf{u} + \nabla \mathbf{u}^t) + \frac{1}{2} \nabla \mathbf{u}^t \nabla \mathbf{u} \quad (9.7)$$

Le calcul s'effectue alors en deux étapes. Dans un premier temps, le problème statique où la charge est une densité de force équivalente à l'accélération est résolu. La figure 9.8 illustre la structure déformée pour ce type de chargement selon la normale au plan médian. Dans un second temps, le problème aux valeurs propres est résolu en considérant comme conditions initiales les résultats du calcul précédent.

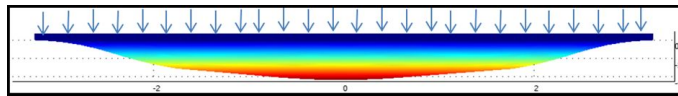


FIGURE 9.10 – Chargement dû à une accélération suivant la normale au plan du résonateur

La sensibilité accélérométrique est définie par l'équation (9.8) [Yong and Patel, 2005].

$$\Gamma_a = \frac{f_{acc} - f}{Af} \quad (9.8)$$

où f_{acc} , f sont respectivement la fréquence obtenue sous chargement accélérométrique (Hz) et la fréquence sans chargement (Hz) et A l'amplitude du chargement accélérométrique ($m \cdot s^{-2}$).

9.1.2.3/ RÉSULTATS NUMÉRIQUES

Matériaux	$\Gamma_a(10^{-12}/g)$
Simple	2,48
Aluminium	3,19
Argent	13,24
Or	14,03
Platine	14,18

TABLE 9.2 – Sensibilité accélérométrique

Les figures 9.11 montrent la variation relative des fréquences fondamentales par rapport à l'amplitude de l'accélération (exprimée en $g=9.81 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$), appliquée selon les trois directions de l'espace, et en fonction des différents matériaux constitutifs des électrodes. Selon la normale au plan médian du résonateur (axe Y), il est à noter que la sensibilité accélérométrique augmente de manière parabolique par rapport à l'amplitude de l'accélération subie. Pour des valeurs relativement faibles (inférieures à 30 g), une variation quasi-linéaire peut être approximée. Sur cette plage de variation, le coefficient directeur du segment représente la sensibilité accélérométrique. Le tableau 9.2 résume la valeur de sensibilité accélérométrique des résonateurs en fonction de la matière des électrodes. Ces valeurs sont proches des résultats obtenus par Tiersen [Tiersten, 1991]. De manière assez logique, la sensibilité accélérométrique du résonateur augmente avec la densité

massique des électrodes. Ce fait a conduit au développement d'une nouvelle classe de résonateurs : les résonateurs BVA (Boîtier à Vieillessement Amélioré). Il a été proposé par R. Besson [Besson, 1977]. L'une des caractéristiques principales du résonateur BVA est que les électrodes ne sont pas déposées sur la partie vibrante du résonateur. En effet, le résonateur est placé entre deux pièces en quartz portant les électrodes. La sensibilité accélérométrique est ainsi très limitée.

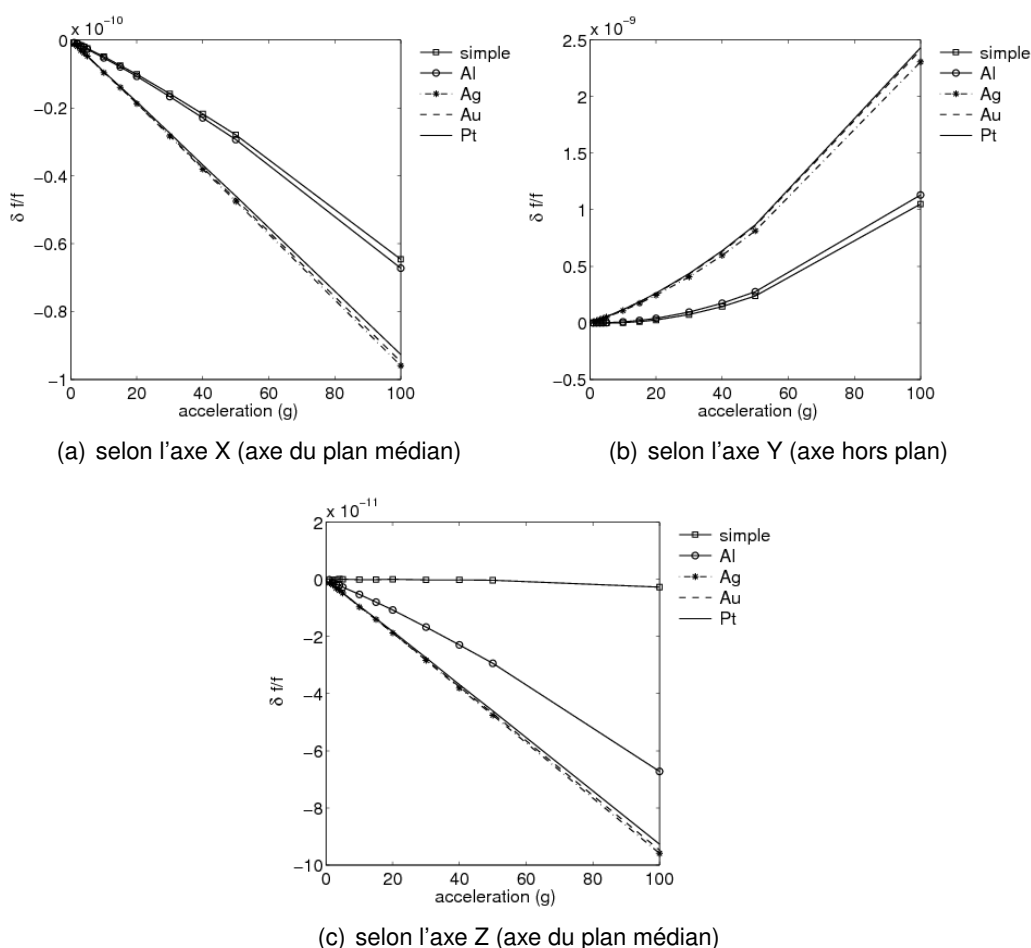


FIGURE 9.11 – Evolution de la variation de la fréquence fondamentale par rapport à l'amplitude d'accélération

Suivant l'axe hors plan, l'accélération a un effet rigidifiant sur la structure puisque les fréquences de travail ont tendance à augmenter comme le montre la figure 9.11 (b). En ce qui concerne les axes X et Z, une diminution de la raideur est observée sur les figures 9.11 (a) et 9.11 (c). Cependant, dans le plan médian de la structure l'effet fréquentiel dépend énormément de l'orientation du chargement par rapport aux axes cristallographiques comme l'illustre la figure 9.12.

9.1.2.4/ INFLUENCE DE L'ACCÉLÉRATION SUR LES PARAMÈTRES MOTIONNELS

La différence entre les fréquences de résonance et d'antirésonance est due aux coefficients de couplage piézoélectrique et au placement des électrodes. Le champ d'accélé-

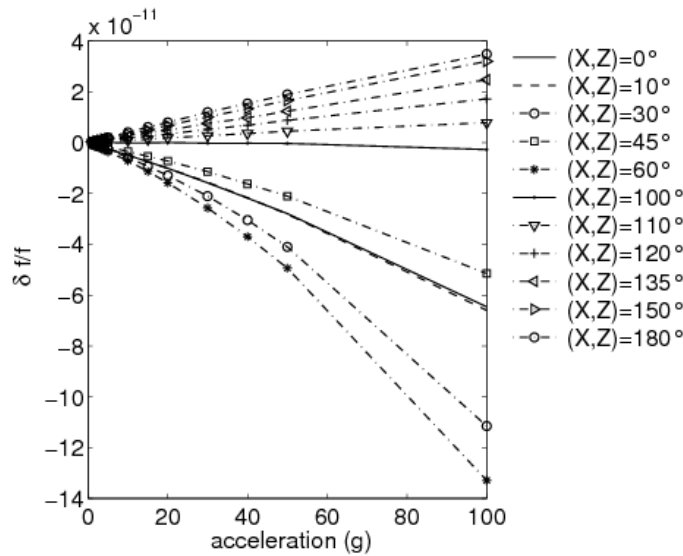


FIGURE 9.12 – Variation de la fréquence fondamentale par rapport à l'angle entre la direction de l'accélération et l'axe Z pour un modèle simple

ration n'induit a priori pas de modifications au premier ordre sur ces deux paramètres. Par conséquent, l'influence du champ d'accélération sur les fréquences de résonance et d'anti-résonance peut être considérée équivalente. Donc, grâce à l'équation (9.8), les équations (9.9) et (9.10) peuvent être écrites.

$$f_{racc} = (A\Gamma_a + 1)f_r \quad (9.9)$$

$$f_{aacc} = (A\Gamma_a + 1)f_a \quad (9.10)$$

Ensuite, l'influence du champ d'accélération sur les paramètres motionnels peut être développée au travers des équations (9.11) et (9.12). Nous pouvons noter que seule l'inductance motionnelle est modifiée par l'accélération subie par le résonateur. L'équivalence électromécanique montre que l'inductance motionnelle représente la masse vibrante du cristal. De manière logique, ce paramètre est influencé par le champ d'accélération. La figure 9.13 représente l'évolution de l'inductance motionnelle par rapport à l'amplitude de l'accélération suivant l'axe hors plan Y. Cependant, nous remarquons que, dans l'absolu, la modification de ce paramètre en fonction de l'accélération est relativement limitée, moins de 1 ppb (part par milliard). Par conséquent, d'un point de vue électronique, l'influence intrinsèque de l'accélération sur le seul cristal est très limitée. Mais, c'est sans compter, les modes de fixation et les pré-charges appliquées qui varient en fonction de l'accélération subie.

$$C_{cacc} = \left[\left(\frac{f_{aacc}}{f_{racc}} \right)^2 - 1 \right] C_0 = C_c \quad (9.11)$$

$$L_{acc} = \frac{1}{4\pi^2 f_{racc}^2 C_c} = \frac{L}{(A\Gamma_a + 1)^2} \quad (9.12)$$

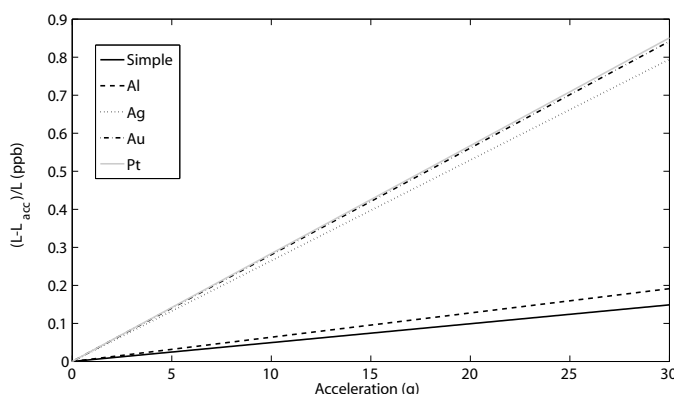


FIGURE 9.13 – Evolution de l'inductance motionnelle par rapport à l'amplitude de l'accélération hors plan (selon l'axe Y)

9.1.2.5/ DONNÉES EXPÉRIMENTALES

Afin de vérifier la validité du modèle numérique, une comparaison entre les données numériques et expérimentales est fournie. Une centaine de résonateurs convexes de coupe SC standard pour la société Rakon (ex-Temex) est mesurée. Le tableau 9.3 illustre les différences entre les résultats du modèle numérique et des mesures expérimentales.

	Mesures	Modèle	Ecart relatif
Fréquence (MHz)	120.0015	118.004	1.65%
Capacité statique (pF)	4.7	5.1	8.53%
Capacité dynamique (fF)	0.183	0.173	5.46%
Inductance (mH)	9.7	10.53	8.56%
Résistance (Ω)	75.2	0	—

TABLE 9.3 – Fréquence de travail et paramètres motionnels (cinquième harmonique) pour un résonateur à quartz convexe de coupe SC avec des électrodes en argent

Notons que les résultats du modèle numérique sont dans l'ordre de grandeur des données expérimentales. Les variations demeurent importantes en particulier pour les paramètres motionnels. Elles peuvent être dues à plusieurs facteurs. Tout d'abord, les conditions aux limites mécaniques considérées dans le modèle sont différentes par rapport à celles des dispositifs mesurés. En effet, dans le modèle numérique, les bords latéraux du résonateur à quartz sont encastrés de manière parfaite, alors que le résonateur réel comporte quatre pattes de fixation comme l'illustre la figure 9.14. Par conséquent, la contrainte statique subie par la structure active est tout à fait différente du modèle. En outre, dans la modélisation numérique, le coefficient d'amortissement est négligé et les paramètres de matériau de quartz utilisés dans la modélisation sont extraits de la littérature et non recalés sur le quartz des résonateurs mesurés. Par conséquent, les différences observées entre les valeurs théoriques et expérimentales sont assez limitées par rapport à la complexité de la structure et aux hypothèses de calcul. De manière relative, la précision du modèle est suffisante pour attester de l'intérêt d'une valeur d'un paramètre de conception par rapport à une autre.

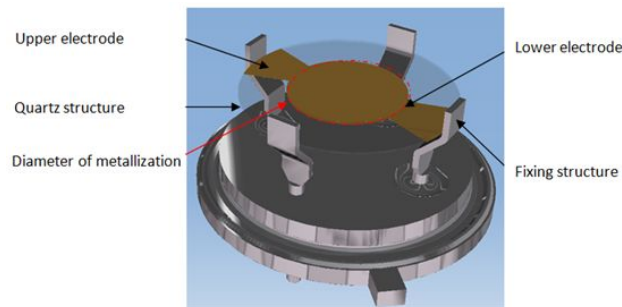


FIGURE 9.14 – Vue numérique d'un résonateur à quartz encapsulé

9.2/ STRUCTURES COMPOSITES ADAPTATIVES

9.2.1/ CONTEXTE DU PROJET

Actuellement, dans différents domaines industriels comme les transports ou l'aérospatiale, un effort de recherche est mené pour réduire la masse structurale des systèmes. Une des solutions les plus prometteuses est l'utilisation de structures composites et, en particulier, les structures composites à base de fibres de carbone, en raison de leur grande rigidité, de leur faible densité de masse et de leur facteur d'amortissement relativement bas. Cependant, l'utilisation de ce type de technologie amène des problématiques nouvelles. De manière générale, les coûts de production actuellement élevés et la capacité à faire de la production de masse sont encore des verrous importants. D'un point de vue performances, l'allègement des structures tout en conservant une grande rigidité entraîne :

- la dégradation des prestations acoustiques,
- la modification des réponses vibratoires,
- un impact notable sur la durée de vie du système,
- la modification des règles de conception (fonction, sécurité, ...).

Dans le même temps, il y a également une intensification de l'environnement dynamique des systèmes au cours de leur cycle de fonctionnement et une augmentation des exigences de durabilité. Ces différentes attentes semblent être contradictoires et entraînent des difficultés à obtenir des compromis de conception acceptables.

Une façon de gérer ce point est de concevoir et de fabriquer des structures composites adaptables à leur environnement. Les objectifs peuvent être multiples :

- Effectuer un contrôle santé en temps réel,
- Garantir un niveau d'isolation vibratoire,
- Augmenter l'amortissement de certains modes,
- Interagir avec d'autres structures ou avec des êtres humains

Pour rendre "adaptable" une structure mécanique, il faut :

- la présence de transducteurs pour lesquels différents principes physiques peuvent être employés. Dans nos développements au sein du laboratoire, nous privilégions l'utilisation des transducteurs piézoélectriques afin d'avoir une large gamme fréquentielle d'utilisation compatible avec les applications automobiles ([6 Hz 250 Hz]) et les applications aéronautiques ([6 Hz 3000 Hz]).
- un contrôleur. Il est nécessaire de choisir entre :
 - un contrôleur centralisé. Toutes les informations issues des capteurs sont cen-

- tralisées sur un seul contrôleur et exploitées pour générer les signaux d'entrée des différents actionneurs.
- ou des contrôleurs décentralisés. L'information obtenue par un capteur est traitée localement et réinjectée sur les actionneurs proches de ce même capteur. Les modifications locales de comportement permettent d'obtenir un comportement global contrôlé.
- une électronique de pilotage.
- un réseau de conducteurs acheminant l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'électronique de pilotage.

9.2.2/ DÉMARCHE DÉVELOPPÉE

Classiquement, les transducteurs, notamment piézoélectriques, sont collés sur la structure à modifier et l'électronique est déportée. Notre démarche est sensiblement différente. Nous souhaitons concevoir, fabriquer et optimiser des structures composites à base de fibres de carbone ou de fibres de verre avec un large réseau distribué et intégré de piézo-céramiques. L'idée est de protéger les éléments de transduction et leur connectique et de concevoir des produits finis industrialisables en mode "*plug and play*". Par ailleurs, l'intégration d'éléments de transduction au coeur de la matière constitue la première étape pour développer, via l'intégration de micro et de nano structures, de la matière "programmable" ou "pilotable".

Pour intégrer ces nouvelles fonctionnalités à l'intérieur de structures mécaniques (en particulier, pour de grandes structures) , il est nécessaire de développer un véritable ensemble distribué de transducteurs et de les intégrer pendant le processus de fabrication des matériaux composites.

Pour atteindre cet objectif, quelques contraintes et exigences de fabrication majeures ont été identifiées. Il est nécessaire de :

- *Rendre électriquement indépendants chaque transducteur.* Ce point est notamment problématique pour le développement de structures à base de fibres de carbone qui sont naturellement conductrices.
- *Limiter les modifications d'épaisseur dues aux inclusions.* Le fait d'inclure des céramiques dans la matière va inévitablement modifier localement l'épaisseur de la structure. Ce fait peut être limité par l'emploi de piézo-céramiques fines (de l'ordre de 200 μm). En revanche, la connection par soudure classique n'est pas envisageable à cause des surépaisseurs obtenues. Une technique particulière de connection a été développée spécifiquement.
- *Permettre d'atteindre des formes gauches* (par exemple, des structures bi-concaves) afin de s'adapter à une large gamme d'applications (par exemple, le contrôle vibratoire d'une aile de voiture ou l'isolation vibratoire d'une coiffe de lanceur aéronautique).
- *Connecter un grand nombre de transducteurs* de manière à agir sur la globalité de la structure.

Pour répondre à ces contraintes et ces exigences, une méthode de fabrication spécifique a été développée. Elle utilise notamment les particularités de fabrication des composites soit par la technique d'infusion utilisée notamment pour fabriquer des structures de grande taille soit par la technique RTM (*Resin Transfer Moulding*) employée pour fabriquer des pièces avec des tolérances serrées. Des exemples de structures fabriquées

avec ces processus sont présentés en figures 9.15, 9.16, 9.17, 9.18 et 9.19.

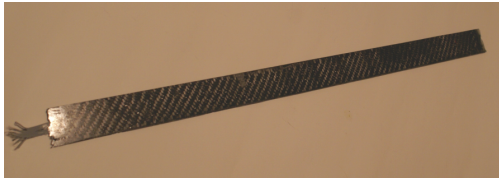


FIGURE 9.15 – Poutre en fibres de carbone comportant quatre transducteurs piézocéramiques

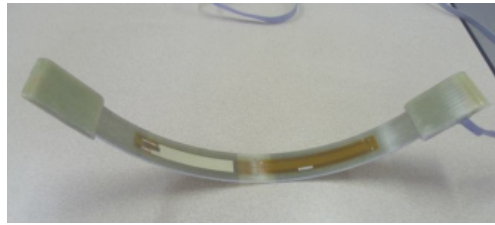


FIGURE 9.16 – Poutre courbes en fibres de verre comportant deux transducteurs PVDF et deux transducteurs MFC

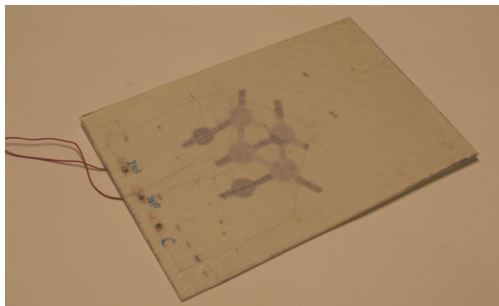


FIGURE 9.17 – Plaque en fibres de verre comportant huit transducteurs piézocéramiques



FIGURE 9.18 – Nez de kart en fibres végétales comportant neuf transducteurs piézocéramiques

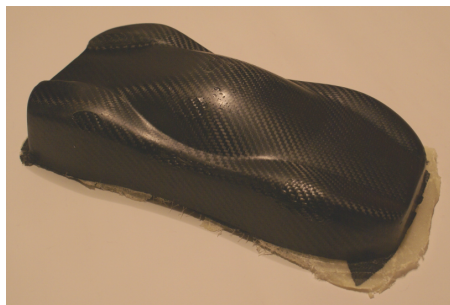


FIGURE 9.19 – Carrosserie en fibres de carbone et fibres de verre

9.2.3/ DÉMARCHE DE CONCEPTION

La mise au point du processus de fabrication est toujours en cours. En parallèle, une démarche de conception est également développée. L'idée est bien sûr d'être capable de concevoir ces structures complexes c'est à dire d'être capable de prédire en première approche le comportement final de la structure. Pour cela, les outils d'ingénierie système sont exploités. Tout d'abord, l'arborescence du produit (*Product Breakdown Structure*) est développée, comme le montre la figure 9.20. L'idée est de décomposer le produit en sous-systèmes et en composants. Le processus de décomposition est itératif et se répète à différents niveaux de profondeur. Le processus s'arrête lorsque l'on arrive à des constituants qu'il n'est plus utile de décomposer :

- soit parce que l'on trouve le produit répondant au besoin sur le marché ou dans le laboratoire ("composant sur étagère"),
- soit parce que, dans l'équipe projet, une entité est apte à le développer.

La figure 9.20 est l'arborescence simplifiée du produit "composite adaptatif". Une fois l'arborescence descendante obtenue, il est nécessaire d'établir l'architecture du système. Les éléments de l'arborescence du produit sont réorganisés en fonction de leur interaction. Il s'agit de définir les interfaces entre composants. La difficulté de conception d'un système complexe ne se situe pas dans la conception individuelle des composants (qui relèvent généralement d'un même métier) mais de la conception des composants en interaction avec leur environnement et avec les autres composants. Bref, il s'agit de gérer et de bien concevoir les interfaces entre composants. La figure 9.21 est un exemple d'architecture système établie pour une structure composite adaptative.

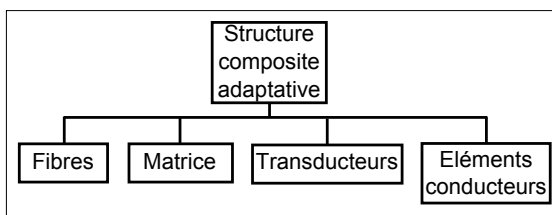


FIGURE 9.20 – Arborescence simplifiée du produit "structure composite adaptative" (*Product Breakdown Structure*)

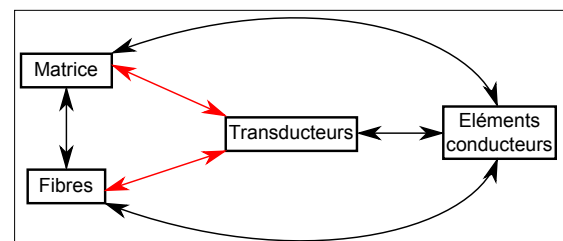


FIGURE 9.21 – Architecture du système "structure composite adaptative" (Gestion des interfaces)

9.2.4/ BESOINS EN CARACTÉRISATION

Pour concevoir ces structures, il est absolument nécessaire de bien connaître le comportement électromécanique de ces transducteurs inclus dans la matière afin notamment de concevoir correctement le contrôleur de système. L'approche classique utilisant un processus d'identification appliquée aux structures finales n'est a priori pas pertinente pour de grands réseaux de transducteurs distribués ou pour de la production de masse.

Notre approche est basée sur une démarche expérimentale amont permettant de prévoir les paramètres mécaniques globaux du composite produit. L'architecture du système nous permet d'établir nos besoins en caractérisation expérimentale et par conséquent les procédures à mettre en place. Il est nécessaire d'avoir :

- *une caractérisation des céramiques piézoélectriques*. Elle correspond à un contrôle d'entrée des piézocéramiques. Un procédé non destructif basé sur l'analyse des fréquences de résonance et d'anti-résonance des transducteurs est développé et utilisé pour déterminer les coefficients de couplage d'intérêt [23].
- *une caractérisation du composite fabriqué*. Une fois le procédé de fabrication stabilisé, le composite produit doit être entièrement caractérisé via une série d'essais nous permettant d'avoir accès aux paramètres matériaux nominaux et à leur incertitude. Deux méthodes sont exploitées dans ce but. La méthode de caractérisation classique est basée sur l'utilisation de machine d'essais matériaux et de jauges de déformation [Standard, 2010]. Un autre processus de caractérisation vibratoire est également utilisé : la méthode Resonalyzer

[Lauwagie et al., 2004, De Baere et al., 2007]. L'intérêt de cette dernière méthode est sa simplicité de mise en oeuvre.

- *une caractérisation des céramiques piézoélectriques "intégrées"*. L'idée est d'être capable de produire un modèle de comportement permettant à partir du contrôle d'entrée d'évaluer la dérive des paramètres du matériau et des coefficients de couplage.
- *une caractérisation des interfaces électriques*. Le procédé de connexion électrique notamment entre les transducteurs et le réseau électrique nécessite d'évaluer l'influence de paramètres de fabrication sur la qualité des contacts obtenus.
- *une caractérisation des couples interéléments*. Il est nécessaire d'évaluer les couplages entre les transducteurs en fonction de la distance et de la technologie de connections employée afin d'établir des règles de conception dédiées.

9.3/ CONCLUSIONS

Les travaux présentés portent sur deux domaines applicatifs : les résonateurs à quartz à onde de volume et les structures composites adaptatives.

Le premier domaine est lié à mon passage en tant qu'ingénieur de Recherche au Bureau d'Etudes de la société RAKON (ex-TEMEX) et à la collaboration qui s'est nouée par la suite. Le projet a permis le développement d'outils numériques industriels d'aide à la conception des résonateurs en fonction des angles de coupe cristalline, de diverses sensibilités environnementales, de la conception mécanique des supports... Bien que les travaux nécessitent encore des améliorations et peuvent présenter de nombreuses perspectives, l'activité est mise en sommeil depuis la fin de ma collaboration avec la société en Août 2012. Elle fait suite à des choix stratégiques et des réorientations de financement. Cela ne remet pas en cause la pertinence des recherches. Il est cependant à noter, et c'est la limite de l'exercice, qu'une activité trop orientée vers et par un partenaire industriel peut rapidement se réduire voire se clore en fonction de choix non maîtrisés par les chercheurs. C'est pour cela qu'il est essentiel de créer un subtil équilibre entre objectifs académiques et visées industrielles pour, à la fois, maintenir une finalité applicative claire et rester ouvert aux perspectives qui peuvent se présenter.

Le deuxième domaine est récent pour moi (mais pas nouveau) et porte sur la conception et la fabrication de structures composites adaptatives. Plusieurs maquettes aux formes variées et intégrant différents transducteurs ont été fabriquées. Chaque maquette nous permet d'améliorer notre maîtrise et notre connaissance de la technologie développée notamment sur la partie connectique électrique et sur l'influence du procédé sur les coefficients de couplage. Initialement, il s'agissait d'un projet purement académique avec cependant des perspectives multiples pour le domaine industriel. Avec mon collègue Rémy Lachat, nous nous plaçons clairement dans cette démarche où nous cherchons, via ce projet, à stabiliser le processus de fabrication, à caractériser de manière efficace les objets produits et à développer des outils de conception de ce type d'objet. A la différence du travail portant sur les résonateurs à quartz, nous sommes pilotes de notre activité ce qui nous permet de rester ouverts aux perspectives de recherche et aux collaborations sans nous laisser enfermer dans un domaine applicatif spécifique.

SYSTÈMES DE PRODUCTION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUES EMBARQUÉS

La pile à combustible (PAC) est vue comme un candidat probable de stockage et de conversion d'énergie dans le futur mix énergétique. Parmi les différents types de piles à combustible, la pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) a déjà montré un fort potentiel pour des applications stationnaires et de transport, grâce à sa faible température de fonctionnement, l'état solide de son électrolyte et sa relative compacité. Cependant, l'un des verrous technologiques actuels de la PEMFC est l'optimisation de son efficacité énergétique globale dont l'étude est rendue difficile à cause de ses composants nombreux et hétérogènes : plaque bipolaire, couche de diffusion, couche catalytique, électrolyte, joints, tirants, ... comme le montre la figure 10.1.

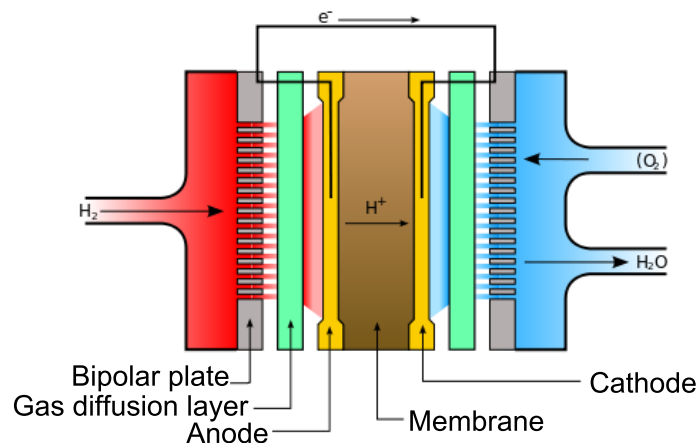


FIGURE 10.1 – Schéma d'une pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC)

Dans le cadre de ce projet, nous souhaitons établir un lien entre les performances globales d'une PAC de type PEM (une monocellule, voire un empilement de cellules ou stack) déterminées par des mesures in-situ, si possible non invasives, et les performances ou caractéristiques mécaniques de composants constituant la pile, déterminées de manière ex-situ. Dans la construction du lien à établir entre les performances globales réelles liées aux conditions d'usage et les caractéristiques électriques/mécaniques ex-situ des composants, l'un des enjeux réside dans l'estimation des résistances de contact existant entre les différents éléments de l'empilement (notamment entre les couches de diffusion et les plaques bipolaires les alimentant en réactifs) et dans la compréhension

du rôle différent qu'elles peuvent jouer en fonction des conditions opératoires. La réduction des pertes par résistance de contact est un objectif nécessaire à l'optimisation du fonctionnement global des piles. Dans certaines conditions opératoires, ces résistances de contact peuvent en effet représenter jusqu'à 60 % des pertes dans l'empilement [Zhang et al., 2006].

L'établissement du lien entre les performances globales électriques de la pile et les caractéristiques mécaniques de ses composants passe par une compréhension fine des phénomènes physiques présents dans la pile. Sur un plan scientifique, l'un des points durs du projet réside dans le découplage nécessaire à réaliser entre l'impact spécifique des résistances de contact et les autres types de pertes (pertes ohmiques dans l'électrolyte, pertes par diffusion des réactifs...), a fortiori dans des conditions de fonctionnement variables représentatives des conditions d'usage liées à l'application. Des protocoles mêlant étroitement caractérisations mécaniques, électriques / électrochimiques, et modélisations sont imaginés dans cette optique. Les effets de la compression exercée par les tirants de la pile à combustible sont nécessairement étudiés de manière précise et avec les dispositifs de test ad-hoc. Compte-tenu du fait qu'une pile à combustible doit être considérée d'un point de vue mécanique comme un dispositif 3D complexe, comme un assemblage pouvant se déformer dans les 3 directions, une étude des effets des contraintes mécaniques selon l'axe de l'empilement mais aussi sur une ou des surfaces de plaques distribuant les réactifs, normales à l'empilement, apparaît indispensable. Les efforts mécaniques exercés par les tirants de la pile contribuent à induire des répartitions non-homogènes des courants, des températures et des résistances de contact sur les surfaces des plaques bipolaires.

Des recherches récentes [Akiki et al., 2012, Akiki, 2011, Akiki et al., 2010, Zhang et al., 2006] ont démontré l'importance des propriétés mécaniques de la couche de diffusion de gaz (GDL) sur les performances finales des générateurs à PAC. La résistance à la compression de ces éléments, la stabilité de leurs propriétés mécaniques en fonction de la température ainsi que leur capacité à interagir avec l'eau impactent directement les résistances électriques de contact dans l'empilement du cœur de pile et, par conséquent, les performances globales du générateur [Gatto et al., 2011, Labach et al., 2013, Maranzana et al., 2008, Mason et al., 2013, Mason et al., 2012]. Dans la suite de ce chapitre, le comportement de GDLs est étudié sous différentes contraintes environnementales. Il s'agit d'une synthèse de travaux récents qui ont fait l'objet d'une publication en revue internationale [1], de présentations en conférences internationales [13, 12] et en séminaire interne [26].

10.1/ COUCHES DE DIFFUSION DE GAZ ÉTUDIÉES

Les GDLs étudiées sont des produits industriels fournis par la société SGL Carbon GmbH [Fuel Cell Components SGL Technologies, 2014]. Une GDL est une couche fine constituée de fibres de carbone permettant d'atteindre des porosités de l'ordre de 76 %. Les fibres de carbone peuvent être agencées de manière aléatoire (papier de carbone) ou tissées (tissu de carbone). Une imprégnation de PTFE peut être effectuée pour améliorer la gestion des fluides aqueux. Il est également possible d'ajouter une couche microporeuse (MPL) qui évite les migrations de matières entre le lieu de la réaction chimique proche de la membrane et la GDL. Pour ce projet, trois références standard de GDL sont analysées. Basiquement, il s'agit de papiers de carbone, comme le montre la figure 10.2 (a). Leurs

caractéristiques sont données dans le tableau 10.1. La figure 10.2 (b) est un zoom de la GDL SGL 24 BC où l'imprégnation de PTFE est clairement visible.

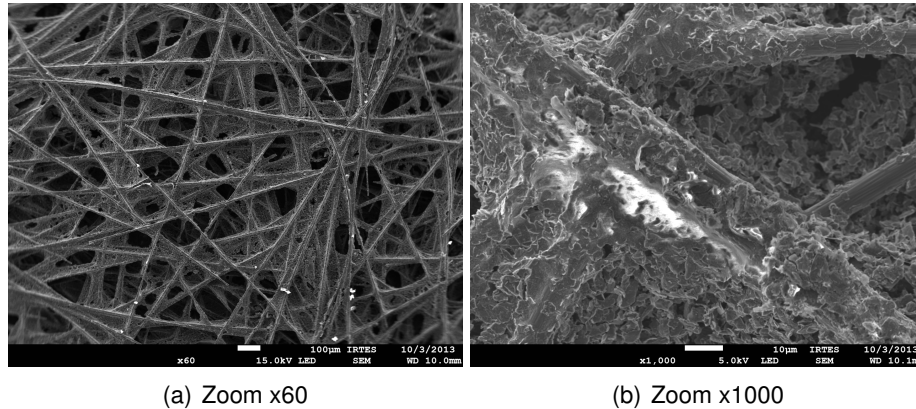


FIGURE 10.2 – Zoom sur la structure d'une GDL de type SGL 24 BC

Référence	Épaisseur (μm)	Ajout de PTFE (% <i>massique</i>)	Présence de MPL
SGL 24 AA	190 \pm 30	0	No
SGL 24 BA	190 \pm 30	5	No
SGL 24 BC	235 \pm 30	5	Yes

TABLE 10.1 – Caractéristiques des trois références de GDLs étudiées

10.2/ CARACTÉRISATION STATIQUE

10.2.1/ COMPORTEMENT OBSERVÉ

Les GDLs sont comprimées avec le banc d'essais et selon le protocole énoncé dans la partie 7.2. Les cycles de sollicitation sont des cycles pseudo-statiques. Le comportement des trois références de GDL est similaire. Seule la courbe contrainte-déformation de la référence SGL 24 BC est présentée en figure 10.3. Dans ces essais, une première série de 10 cycles est réalisée pour des contraintes de 0 MPa à 7 MPa puis dix autres cycles de sollicitation sont réalisés pour atteindre une contrainte de 12.6 MPa. Il est possible de mettre en lumière cinq points importants. D'une part, pour chaque cycle de chargement/déchargement :

- Une hystérésis entre les courbes de chargement et déchargement est observée. Il y a donc une perte au niveau de l'énergie restituée.
- Une stabilisation du comportement est obtenue après cinq cycles de chargement/déchargement.
- La présence d'une déformation irréversible est également observée.

D'autre part, entre les différents cycles de chargement/déchargement, il est à noter que :

- La déformation irréversible augmente avec la valeur maximale du chargement appliqué à la GDL,

- La forme entre les deux cycles limites est très proche. Plusieurs cycles stabilisés obtenus pour différentes valeurs maximales de chargement ont montré la même caractéristique. Il est donc possible à partir d'un cycle stabilisé initial d'extrapoler par homothétie un cycle stabilisé obtenu pour une autre valeur de chargement maximal.

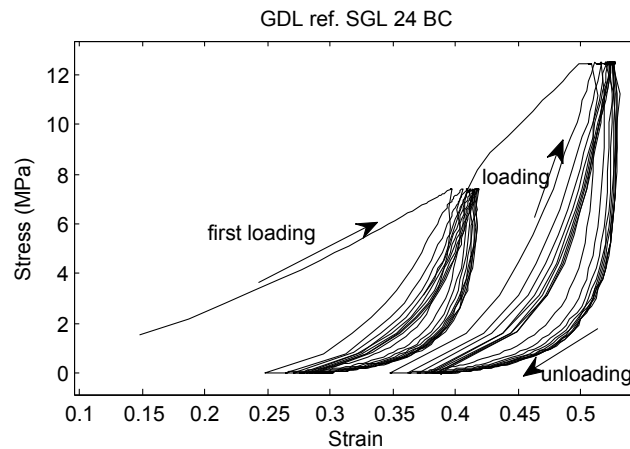


FIGURE 10.3 – Réponses à des compressions cycliques appliquées à des GDLs de référence SGL 24 BC

Les trois références de GDLs ont des comportements similaires en terme de variation de déformation par rapport à la contrainte appliquée. En revanche, la déformation maximale obtenue et la déformation irréversible sont différentes d'une référence à l'autre. Pour les mêmes valeurs de contraintes appliquées, la déformation obtenue décroît avec la présence de la MPL et de l'imprégnation de PTFE. La GDL de référence SGL 24 AA (sans PTFE, ni MPL) se comprime jusqu'à une déformation maximale de 70%. Ensuite, la GDL de référence SGL 24 BA (avec une imprégnation de PTFE, sans MPL) se comprime jusqu'à une déformation maximale de 62%. Enfin, la GDL de référence SGL 24 BC (avec une imprégnation de PTFE et une MPL) se comprime jusqu'à 50%. Il semble donc que le PTFE et la MPL aient un effet rigidifiant.

10.2.2/ DÉVELOPPEMENT ANALYTIQUE D'UN MODÈLE DE COMPORTEMENT

L'objectif de ce développement est de mieux comprendre le comportement des GDLs ainsi que les mécanismes physiques mis en jeu. Plusieurs modèles analytiques ont été développés dans la littérature. Mais, aucun ne prend en compte simultanément une grande charge statique, supérieure à 6 MPa, et un comportement non-linéaire. Notre modèle est développé sur la base de celui proposé par Norouzifard and Bahrami [Norouzifard and Bahrami, 2014]. Le grand intérêt de ce modèle est son développement sur la base des propriétés structurales de la GDL c'est à dire sur les fibres de carbone et leur répartition spatiale. En ce sens, le modèle est plus pertinent que ceux développés sur la base d'un matériau homogénéisé à partir de la valeur de porosité globale. Cependant, la gamme de chargement est inférieure à 1,6 MPa et le comportement obtenu est quasi-linéaire puisqu'il correspond à la première montée en charge. Par conséquent, des hypothèses sont formulées pour la construction d'un modèle non-linéaire avec un comportement stabilisé pour des grandes charges statiques. Ensuite, les courbes contrainte/déformation théoriques et expérimentales peuvent être comparées afin de valider les hypothèses faites.

10.2.2.1/ SIMPLIFICATION DE LA STRUCTURE ÉTUDIÉE

Les propriétés de la microstructure poreuse de la GDL (diamètre de fibres, module élastique des fibres, taille des pores, porosité) sont utilisées pour construire le modèle. Une géométrie simplifiée est employée pour décrire la GDL comme le montre la figure 10.4. La GDL est modélisée par des couches parallèles de fibres orientées perpendiculairement les unes par rapport aux autres. La flexion des fibres de carbone est modélisée par la théorie des poutres en flexion. A cause des symétries de structure, la déflexion réponse à un chargement statique est calculée pour un motif élémentaire correspondant à une poutre en flexion trois points. La somme de toutes les déformations unitaires donne la déflexion globale de la GDL. La contrainte est une fonction de la déformation en compression comme le montre l'équation (10.1).

$$\sigma = \frac{105\pi E p}{16} \frac{d^5}{l^3 A_{pore}} \varepsilon \quad (10.1)$$

avec σ la contrainte appliquée à la GDL (MPa), ε la déformation de la GDL, E le module élastique des fibres de carbone dans le sens longitudinal ($E = 225\text{GPa}$), p la porosité de la GDL, d le diamètre des fibres (m), l la distance inter-fibre dans le plan (m) et A_{pore} l'aire d'une porosité (m^2).

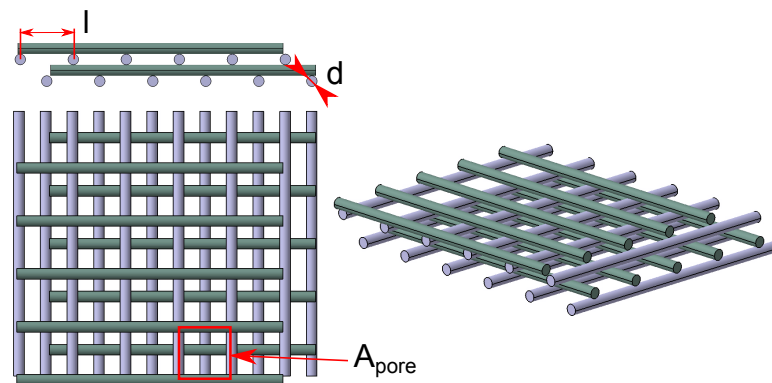


FIGURE 10.4 – Structure simplifiée de la GDL

10.2.2.2/ HYPOTHÈSES

Le modèle doit permettre de reproduire le comportement observé expérimentalement. Par conséquent, la porosité et la distance entre les fibres doivent varier pendant la compression. La porosité et la déformation sont géométriquement liées par l'équation (10.2). Cette relation est également utilisée par N. Khajeh-Hosseini-Dalasm et al. [Khajeh-Hosseini-Dalasm et al., 2014].

$$1 - \varepsilon = \frac{1 - p_0}{1 - p} \quad (10.2)$$

où, p_0 est la porosité initiale de la GDL non déformée.

La distance entre les fibres est liée à la compression par un certain nombre de simplifications et d'hypothèses.

Hypothèse 1 : L'aire des porosités, A_{pore} (m^2), la distance interfibre l (m) et le diamètre des fibres d (m) sont liés par l'équation (10.3).

$$A_{pore} = (l - d)^2 \quad (10.3)$$

Hypothèse 2 : La porosité de la GDL est définie par le ratio entre le volume de vide V_{void} (m^3) sur le volume total V_{tot} (m^3) mais aussi comme le ratio de l'aire des porosités sur l'aire totale d'un motif dans le plan A_{tot} (m^2) (Equation (10.4)).

$$p = \frac{V_{void}}{V_{tot}} = \frac{A_{pore}}{A_{tot}} \quad (10.4)$$

En procédant ainsi, la combinaison entre les équations (10.3) et (10.4) donne la relation (10.5) entre la porosité, la longueur interfibre et le diamètre de fibre.

$$p = \frac{(l - d)^2}{l^2} \quad (10.5)$$

Hypothèse 3 : Pour prendre en compte la compression irréversible, une déformation résiduelle est soustraite à la déformation effective dans l'équation (10.1). Cela signifie que pour un chargement nul, la déformation est égale à la déformation résiduelle qui augmente avec l'accroissement du chargement.

Hypothèse 4 : Le comportement de la GDL dépend d'une porosité initiale apparente $p_{app} = \lambda p_0$ matérialisant la déformation atteinte précédemment. Cette déformation initiale apparente est seulement modifiée quand le chargement maximal atteint est supérieur au chargement maximal des cycles précédents. C'est notamment le cas durant la première phase de compression. Cela permet de prendre en compte l'historique de déformation de la GDL.

10.2.2.3/ MODÈLE FINAL

La relation (10.1) est modifiée en prenant en compte les quatre hypothèses formulées ainsi que l'équation (10.2) pour donner la relation finale (10.6).

$$\sigma = \frac{105\pi E}{16} \left(1 - \sqrt{\frac{\lambda p_0 - \varepsilon}{1 - \varepsilon}} \right)^5 (\varepsilon - \varepsilon_{res}) \quad (10.6)$$

Ensuite, pour tenir compte de la variation des différents paramètres autour de leur valeur nominale, une constante multiplicative sans dimension, μ , est appliquée à l'équation (10.6) pour obtenir l'équation (10.7). Il est ainsi possible de calibrer le modèle par rapport à un point expérimental. Le point sélectionné correspond au chargement maximal c'est à dire $\varepsilon = \varepsilon_{max}$ pour $\sigma = \sigma_{max}$. Par ailleurs, la porosité apparente est adaptée pour chaque courbe expérimentale pour obtenir le meilleur recalage. En particulier, λ varie entre la courbe de chargement et de déchargement ce qui s'explique par un changement dans l'organisation des fibres dans l'espace.

$$\sigma = \mu \frac{105\pi E}{16} \left(1 - \sqrt{\frac{\lambda p_0 - \varepsilon}{1 - \varepsilon}} \right)^5 (\varepsilon - \varepsilon_{res}) \quad (10.7)$$

10.2.3/ COMPARAISON ENTRE LE MODÈLE DÉVELOPPÉ ET LES DONNÉES EXPÉRIMENTALES

10.2.3.1/ VALIDATION DU MODÈLE

La porosité apparente p_{app} est également calculée selon la formule $p_{app} = \lambda p_0$ afin de comparer la porosité initiale p_0 prise dans la littérature [Sadeghifar et al., 2014]. La déformation résiduelle expérimentale ε_{res} , la déformation maximale expérimentale ε_{max} et la contrainte maximale expérimentale σ_{max} sont listées dans le tableau 10.2. Le tableau 10.3 regroupe les valeurs identifiées de μ et λ ainsi que les porosités, initiales et apparentes, pour le chargement et le déchargement. Les courbes théoriques obtenues après ces identifications sont présentées en figures 10.5 et comparées aux valeurs expérimentales. Pour les trois références de GDL, les comportements du modèle sont proches des comportements expérimentaux. En effet, la valeur typique des coefficients de détermination est supérieure à 97%.

Référence	ε_{res} (%)	σ_{max} (MPa)	ε_{max} (%)
SGL 24 AA	52.3	12.6	68.0
SGL 24 BA	50.8	12.4	61.9
SGL 24 BC	32.8	12.8	50.6

TABLE 10.2 – Valeurs de calibration

Référence	μ		λ		p_0 (%)	p_{app}	
	Charg.	Décharg.	Charg.	Décharg.		Charg. (%)	Décharg. (%)
SGL 24 AA	$1.1 \cdot 10^{-4}$	$1.7 \cdot 10^{-5}$	0.81	0.77	88	71	68
SGL 24 BA	$4.9 \cdot 10^{-5}$	$2.4 \cdot 10^{-5}$	0.74	0.72	84	62	61
SGL 24 BC	$2.8 \cdot 10^{-5}$	$1.6 \cdot 10^{-5}$	0.68	0.67	76	51	50

TABLE 10.3 – Paramètres λ , μ et porosités identifiées

10.2.3.2/ INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Constante μ

Les valeurs de μ sont très petites par rapport à 1. Cela peut être dû à des différences structurelles entre une GDL réelle et le modèle. En fait, le nombre des points de contact entre les fibres est plus faible dans une GDL réelle, en raison de la répartition aléatoire des fibres. Par ailleurs, les fibres ne sont pas contenues dans une surface purement plane et parallèle à la surface de la GDL. Mais elles peuvent traverser ces plans et créer un désordre tridimensionnel. Ensuite, la compression irréversible de la GDL est due à la rupture des fibres, ce qui pourrait provoquer la forte diminution de module d'élasticité des fibres de carbone dans la direction longitudinale. Les valeurs de μ sont assez similaires pour le déchargement, ce qui implique un comportement microstructural similaire pour les trois références de GDL dans cette configuration. Puis, en phase de chargement, la constante μ devient plus petite en ajoutant du PTFE ou/et une MPL. La présence du

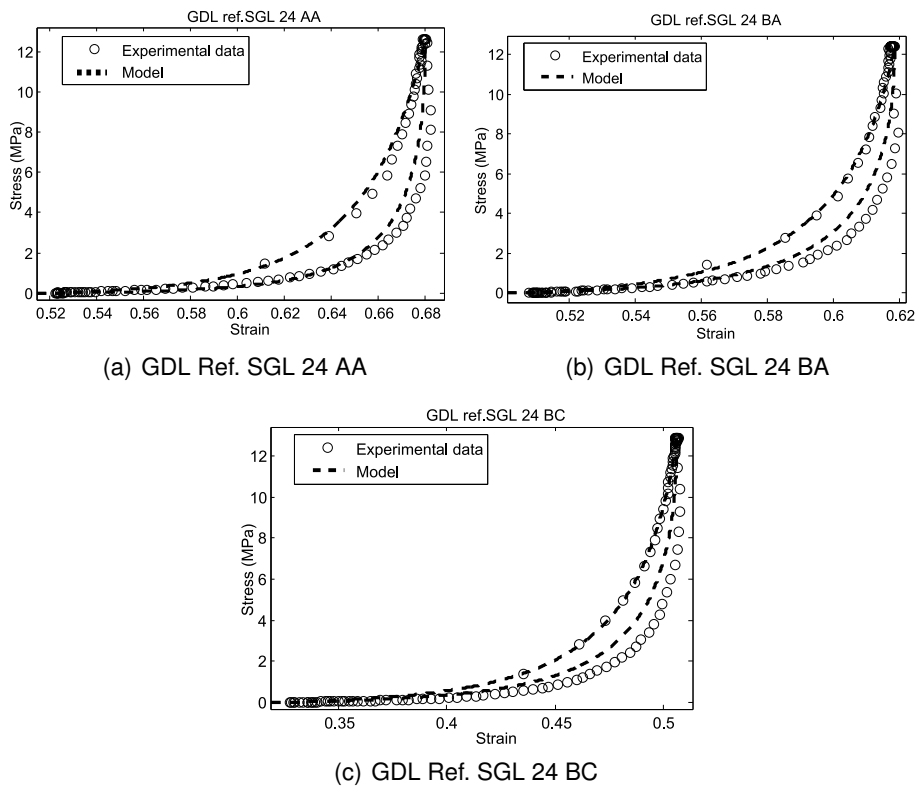


FIGURE 10.5 – Comparaison entre les données expérimentales et les résultats théoriques

PTFE entre les fibres ou d'un revêtement de MPL diminue le module de compression. Ceci peut être expliqué par le fait que la déformation d'une fibre recouverte de particules molles de PTFE ou en contact avec une MPL est la somme de la déformation de la fibre et des éléments plus tendres.

Constante λ

Le ratio λ entre la porosité initiale apparente et la porosité initiale réelle est lié à la capacité de la GDL à occuper le volume de porosité durant la phase de compression. λ est plus haut pour la GDL de référence SGL 24 AA et décroît pour les deux autres références contenant du PTFE ou présentant une MPL. Ceci est dû au fait que le PTFE lie les fibres plus fortement aux points de contact empêchant les mouvements relatifs et que la MPL rigidifie l'une des faces de la GDL empêchant la réorganisation d'une partie des fibres de la GDL lors de la phase de compression. Par conséquent, la porosité apparente diminue avec la présence du PTFE et de la MPL.

10.3/ CARACTÉRISATION DYNAMIQUE

Comme précédemment, la pertinence de tous les résultats a été vérifiée par des tests de répétabilité. Les essais de répétabilité consistent à tester plusieurs échantillons d'un même produit de référence dans les mêmes conditions d'essai. Le coefficient de variation est de moins de 15 %. Cette valeur est une bonne quantité standard pour les matériaux hétérogènes étudiés. En outre, le taux d'humidité est mesuré au cours des essais, mais elle n'est pas contrôlée. Par ailleurs, les résultats présentés dans la suite correspondent

aux comportements stabilisés des GLDs sous sollicitation dynamique.

10.3.1/ MODULE DE COMPRESSION DYNAMIQUE À TEMPÉRATURE AMBIANTE

L'objectif de la mesure est de quantifier le comportement des structures sous sollicitation dynamique. Le module de compression dynamique, E_c , est calculé à partir du déplacement dynamique mesuré (m), u_d , et de la force dynamique appliquée (N), F_d , soit $E_c = \frac{F_d \cdot e}{u_d \cdot S} = \frac{K_c \cdot e}{S}$ avec e l'épaisseur de la GDL (m) et S , l'aire de la zone de contact (m²). La figure 10.6 montre, pour chaque type de GDL étudié, le module de compression dynamique en fonction de la pré-contrainte statique appliquée à 64 Hz et à température ambiante. Le cinquième cycle de chargement/déchargement est présenté.

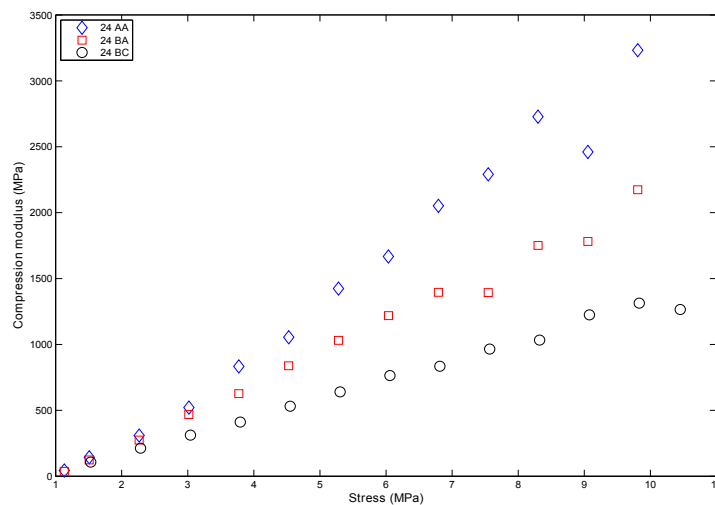


FIGURE 10.6 – Module de compression dynamique en fonction de la pré-contrainte statique appliquée à 64 Hz et à température ambiante

Une extrapolation de ces modules, exprimés en MPa, est effectuée en fonction des pré-contraintes statiques appliquées. Une régression linéaire donne de bons résultats par rapport aux valeurs expérimentales mesurées à température ambiante avec des coefficients de détermination, R , relativement élevé. Manifestement, le module de compression décroît avec l'ajout de l'imprégnation de PTFE. En effet, le PTFE fournit de la flexibilité à la structure par contraste avec la structure du carbone qui est très rigide. Les équations (10.8), (10.9) et (10.10) sont directement implémentables dans un code de calcul par éléments finis.

— GDL ref. SGL 24 AA

$$E_c = 361\sigma - 476 \text{ with } R^2 = 0.98 \quad (10.8)$$

— GDL ref. SGL 24 BA

$$E_c = 235\sigma - 239 \text{ with } R^2 = 0.99 \quad (10.9)$$

— GDL ref. SGL 24 BC

$$E_c = 139\sigma - 104 \text{ with } R^2 = 0.99 \quad (10.10)$$

10.3.2/ EFFET DE LA FRÉQUENCE DE SOLLICITATION SUR LE MODULE DE COMPRESSION DYNAMIQUE

Un système à pile à combustible est sujet à des sollicitations dynamiques de fréquences variées au cours de son utilisation en particulier pour les applications embarquées. C'est la raison pour laquelle cette étude expérimentale est fondamentale afin d'avoir une meilleure compréhension et une meilleure approche du comportement de la GDL en compression. Les figures 10.7, 10.8 et 10.9 présentent les modules de compression dynamiques des trois références de GDL en fonction de la pré-contrainte statique appliquée et de la fréquence de sollicitation entre 10 et 100 Hz à température ambiante. Globalement, la fréquence de sollicitation semble avoir une influence relativement faible sur le module de compression dynamique des GDLs référencées SGL 24 BC et SGL 24 BA. Cependant, pour la GDL SGL 24 AA, la courbe obtenue est très instable. Par conséquent, il est possible d'affirmer que l'ajout de PTFE et la présence d'une MPL stabilise globalement le comportement de la GDL. Comme dans le cas de sollicitations statiques, le PTFE lie les fibres plus fortement aux points de contact empêchant les mouvements relatifs parasites et améliorant la répétabilité de comportement. Par ailleurs, la MPL rigidifie l'une des faces de la GDL empêchant la réorganisation d'une partie des fibres de la GDL lors de la phase de compression.

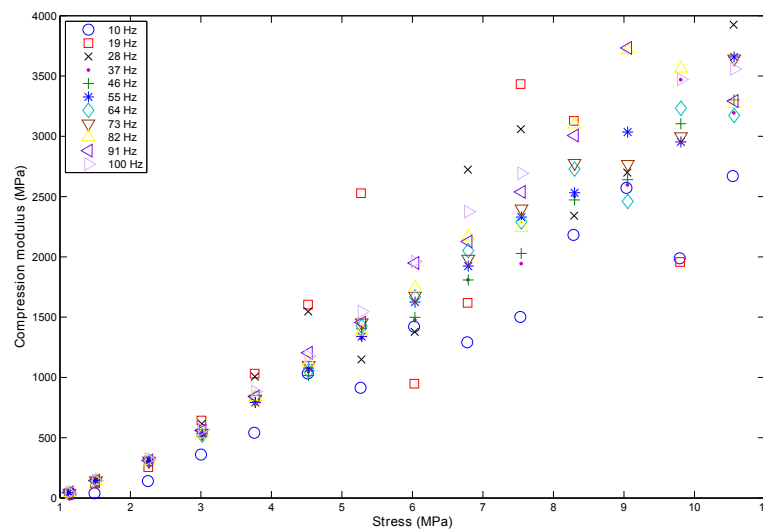


FIGURE 10.7 – Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 AA en fonction de la pré-contrainte statique appliquée et de la fréquence de sollicitation à température ambiante

10.3.3/ EFFET DE LA TEMPÉRATURE SUR LE MODULE DE COMPRESSION DYNAMIQUE

Dans cette partie, l'influence de la température sur la structure GDL et plus particulièrement sur son module de compression dynamique, est étudiée. Pour commencer, une analyse des températures spécifiques relative à la composition de la GDL est menée. Seule la GDL de type SGL 24 BC est présentée puisque toutes les options (PTFE et MPL) y sont présentes. Une analyse de type DSC (*Dynamic Scanning Calorimetry*) est

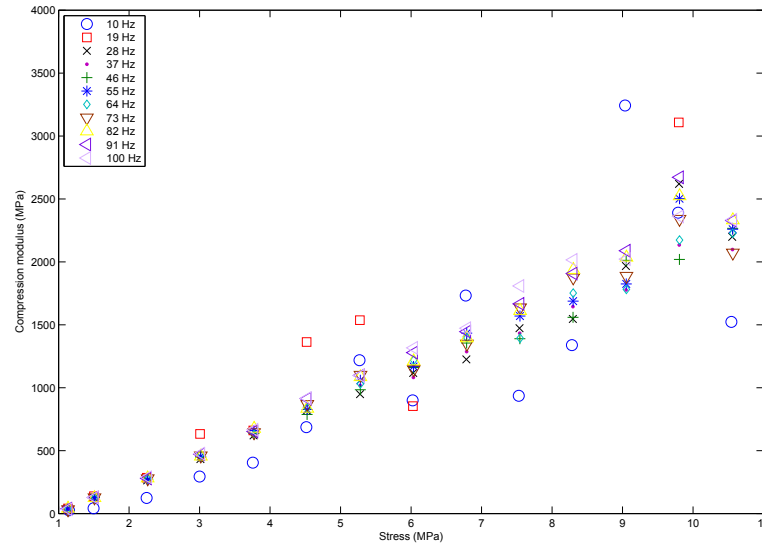


FIGURE 10.8 – Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 BA en fonction de la pré-contrainte statique appliquée et de la fréquence de sollicitation à température ambiante

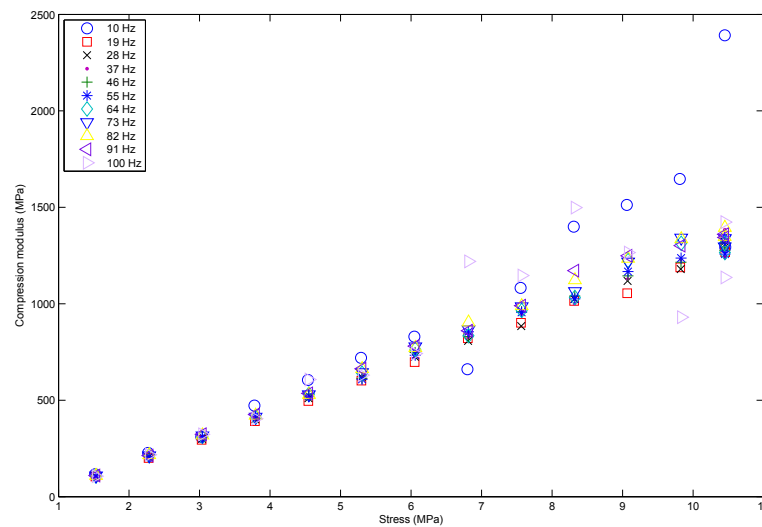


FIGURE 10.9 – Module de compression dynamique de la GDL ref. SGL 24 BC en fonction de la pré-contrainte statique appliquée et de la fréquence de sollicitation à température ambiante

utilisée. Les premiers tests consistent en une rampe de température à vitesse 10°C/mm et effectuée en trois phases : entre la température ambiante et -60°C, entre -60°C et 400°C et entre 400°C et -60°C. La figure 10.10 illustre le flux de chaleur obtenue en fonction de la température. Tout d'abord, il est à noter trois températures caractéristiques. Autour de 26°C, nous observons une modification de courbe dont la forme laisse à penser que nous sommes en présence d'une transition vitreuse. Malgré les polémiques autour de la température de transition vitreuse du PTFE, il semble que nous soyons en présence de ce phénomène. A 326°C, un pic endothermique est observé correspondant à la fusion du PTFE. Un pic exothermique est observé à 309°C correspondant quant à lui au phénomène de cristallisation du PTFE. Ces deux dernières températures sont corrélées avec les données de la littérature. Au-delà de la température de fusion, nous observons clairement une modification de la pente de la courbe liée à un dégagement de chaleur. Il est possible d'expliquer ce phénomène de deux manières : soit le matériau subit une dégradation de l'un de ces composants soit le matériau subit une relaxation de contraintes mécaniques due à la fusion de PTFE. Le phénomène "miroir" est observé avant la température de cristallisation. Pour confirmer ces hypothèses, il faudrait tester sur un grand nombre de cycles de température les échantillons et observer ou non la stabilisation des courbes. Comme ces températures sont bien au-delà du domaine de fonctionnement thermique des PAC, nous nous sommes tenus à ces premiers résultats.

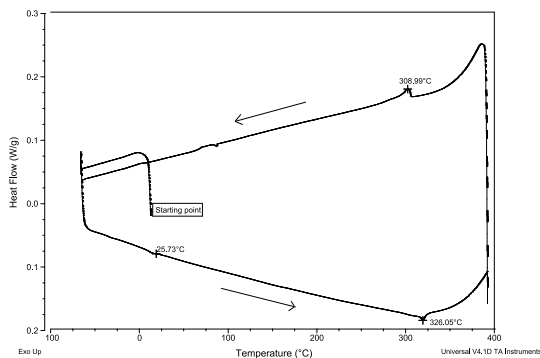


FIGURE 10.10 – Flux de chaleur en fonction de la température

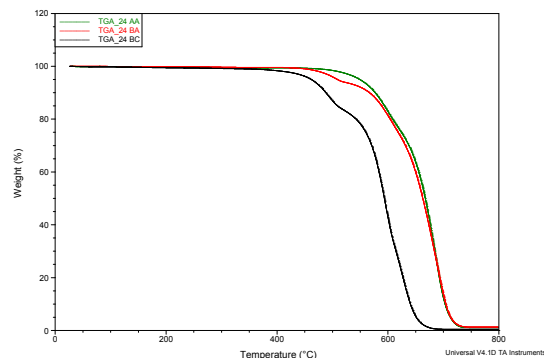


FIGURE 10.11 – Evolution de la masse en fonction de la température

La connaissance de la variation de masse en fonction de la température peut être utile pour comprendre les espèces chimiques présentes. La méthode d'analyse par thermogravimétrie (TGA) est utilisée dans ce but. La figure 10.11 montre les trois courbes obtenues pour chacune des références de GDL. La perte de masse varie très faiblement entre 22°C et 400°C. Cette légère variation est sans doute due à l'humidité contenue dans les GDLs au moment des essais. La disparition de certains additifs pourrait également être une source de déviation. Le PTFE est éliminé aux alentours de 537°C pour la GDL ref. SGL 24 BA et la GDL ref. SGL 24 BC. Cependant, le carbone démarre son oxydation plus tôt dans le cas de la GDL ref. SGL 24 BC vers une température de 600°C. Pour la GDL 24 BA et la GDL ref. SGL 24 AA, cela semble débuter à 645°C. A la fin de l'analyse, seules les cendres minérales, représentant 1 % de la masse initiale, restent dans le creuset. Pour résumer, il est pertinent de déterminer l'impact de la température de fusion du PTFE sur les propriétés mécaniques de la GDL. Dans le même temps, une analyse à des températures supérieures à 400°C n'est plus pertinente d'un point de vue

applicatif, bien que ce type de températures n'apparaisse que très localement et dans des conditions de fonctionnement particulièrement dégradées.

Afin d'observer l'impact de la température sur les propriétés mécaniques des GDLs, un test cinétique est réalisé. Une rampe de température entre 25°C et 400°C avec une vitesse de montée de 5°C/min est appliquée. Une contrainte dynamique constante de 0.75 MPa et une pré-contrainte constante de 3.8 MPa sont également appliquées avec une fréquence de sollicitation de 64 Hz. La figure 10.12 montre le module de compression dynamique en fonction de la température pour chaque GDL. Pour toutes les références, le module de compression dynamique augmente avec la température jusqu'à 280°C où un point d'inflexion est observé.

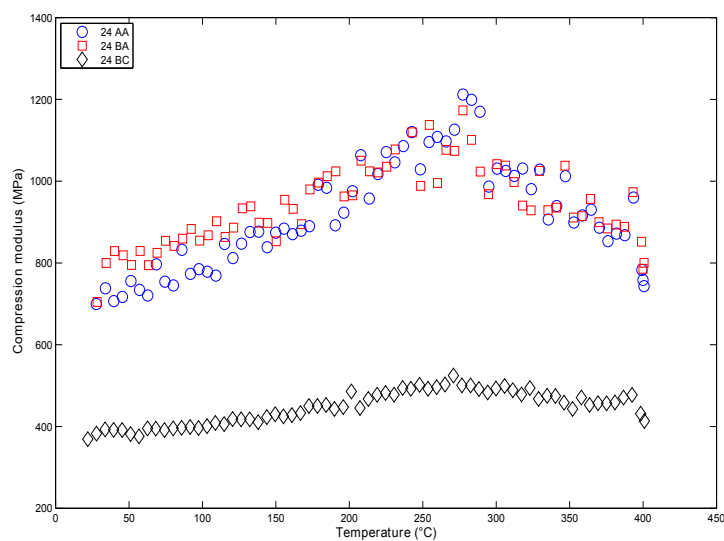


FIGURE 10.12 – Modules de compression dynamique des trois références de GDL en fonction de la température pour une pré-contrainte statique de 3.8 MPa et une contrainte dynamique de 0.75 MPa

10.4/ CARACTÉRISATION ÉLECTRIQUE

Les essais sont effectués à température constante fixée à 30°C. Seuls les résultats de la GDL SGL 24 BC sont présentés. En effet, il s'agit de la GDL à la structure la plus complexe. Dans cette partie, je présente les résultats obtenus pour une campagne d'essais avec une surface de contact de 3.6 mm². La contrainte imposée varie entre 0 et 8 MPa. Il s'agit de résultats préliminaires qui nécessitent des investigations supplémentaires pour être pleinement exploités. Tous les essais effectués incluent une montée et une descente en charge après avoir atteint la phase de stabilisation.

10.4.1/ RÉSISTIVITÉ DANS LE PLAN

Cette résistivité caractérise la résistance électrique de la GDL dans le plan à l'extérieur de la zone de contact. Elle est obtenue grâce à l'équation (7.6). Nous avons représenté sur la

figure 10.13 la résistivité dans le plan en fonction de la charge appliquée respectivement du côté substrat (GDL) et du côté couche micro-poreuse (MPL).

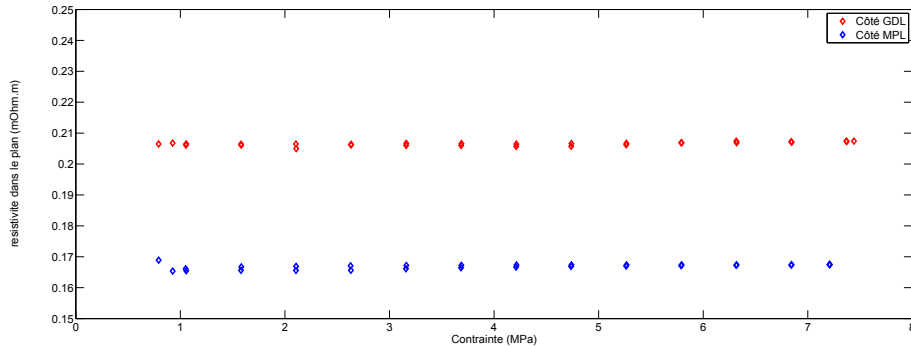


FIGURE 10.13 – Résistivités dans le plan en fonction de la charge appliquée (Côté GDL et Côté MPL) pour une GDL SGL 24 BC

Nous pouvons remarquer sur ces figures que la résistivité dans le plan ne varie quasiment pas quand on monte en charge que ce soit du côté de la GDL ou bien du côté de la MPL. Sur le côté GDL, la résistivité dans le plan est égale à 0.2 mΩ.m. Au niveau de la MPL, elle est égale à 0.17 mΩ.m. Compte-tenu de l'incertitude de mesures, les deux résistivités peuvent sembler équivalentes. Cependant, il est possible de tenter une explication concernant la différence de valeur obtenue de manière assez répétable. Les charges électriques ont tendance à prendre le chemin qui leur est le moins contraignant. Lorsque l'indentation est faite du côté MPL, au vu de la structure plus homogène de ce revêtement par rapport à la partie GDL, les charges se propagent sans doute de manière privilégiée au niveau de cette couche. L'ordre de grandeur des valeurs obtenues a été confirmé par la méthode dite de Van Der Pauw (0.24 mΩ.m) [Van der Pauw, 1958].

10.4.2/ RÉSISTIVITÉ DE CONTACT

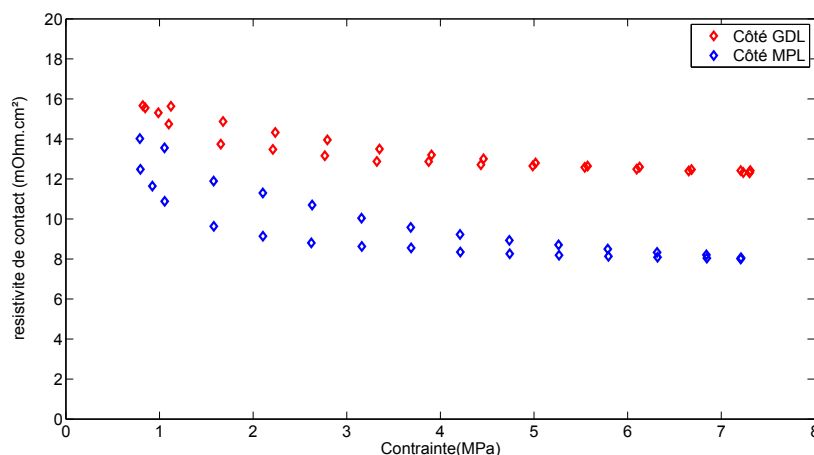


FIGURE 10.14 – Résistivités de contact en fonction de la charge appliquée pour une GDL SGL 24 BC testée côté GDL et côté MPL

Cette résistivité caractérise la résistance électrique de contact entre deux matériaux en l'occurrence l'indenteur représentant la plaque bipolaire et la GDL. C'est une résistivité surfacique dont l'unité caractéristique est en $m\Omega.cm^2$. Elle est également obtenue grâce à l'équation (7.6). La figure 10.14 représente les résistivités de contact en fonction de la charge appliquée mesurées du côté de la GDL et du côté de la MPL. Un comportement non-linéaire de la résistivité de contact en fonction de la contrainte appliquée est clairement obtenu. En effet, nous pouvons observer un phénomène d'hystérésis entre les phases de chargement et de déchargement. Par ailleurs, la résistivité de contact tend à diminuer avec les valeurs de pression mécanique croissantes. Cela s'explique par une augmentation du nombre de points de contact entre les fibres de carbone. Une différence notable est observée entre les surfaces MPL et GDL avec une valeur beaucoup plus faible de la résistance de contact du côté MPL. Cela s'explique encore par la nature plus homogène de la MPL. L'indenteur est en contact sur l'ensemble de sa surface avec la MPL. Du côté GDL, l'indenteur est en contact avec des fibres. Par conséquent, la résistance au passage des charges électriques est plus importante.

Un test de répétabilité a été effectué pour connaître le degré de confiance possible dans les résultats obtenus. A partir de ces mesures, les paramètres statistiques les plus pertinents ont été calculés. La dispersion est d'autant plus grande lorsqu'on monte en charge dépassant les 50 % en terme de coefficient de variation pour des contraintes atteignant 6.5 MPa. Un travail conséquent pour fiabiliser la mesure et sa répétabilité est nécessaire à ce stade.

10.4.3/ EFFET DE LA FRÉQUENCE

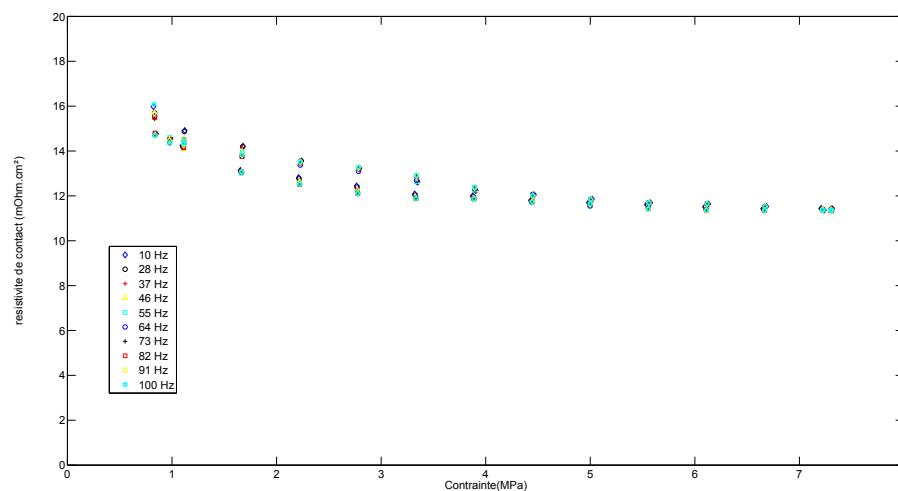


FIGURE 10.15 – Evaluation de l'effet de la fréquence sur la résistivité de contact pour une GDL SGL 24 BC testée côté GDL

Dans tout système dynamique, en l'occurrence un système à pile à combustible de type PEMFC, la fréquence de sollicitation peut prendre plusieurs valeurs c'est-à-dire que la pile connaît plusieurs modes de vibrations dus aux applications dans lesquelles il est employé. Dans cette perspective, il est important de connaître le comportement électrique de la GDL en réponse à une variation de fréquence. On séparera, la montée et

la descente en charge par soucis d'encombrement. Nous présentons en figure 10.15 un essai dynamique avec des fréquences variant entre 10 et 100 Hz. On remarque que la fréquence n'a pas d'effet significatif sur la variation de la résistivité de contact.

10.5/ CONCLUSIONS

Le domaine des piles à combustible constitue pour moi une sorte de mini-conversion thématique. Bien que travaillant sur les systèmes complexes, j'ai principalement oeuvré sur les systèmes contrôlés ou à base piézoélectrique c'est à dire sur des systèmes dits mécatroniques. Les systèmes à pile à combustible sont également des systèmes mécatroniques puisque la notion de pilotage et de contrôle-commande d'objet physique est prépondérante. Cependant, il faut ajouter à l'ensemble mécanique la partie électrochimique qui constitue le coeur du dispositif. Le domaine est d'ailleurs porté par une large communauté de chercheurs travaillant autour de ces aspects. La dimension mécanique n'est pas au centre de la réaction exploitée mais conditionne fortement le rendement et la durabilité de l'ensemble. C'est dans le but de maîtriser ces aspects que nous sommes intéressés aux propriétés physiques et notamment mécaniques des composants constitutifs du coeur de pile comme la couche de diffusion de gaz. L'idée est de mieux comprendre l'influence de paramètres d'intérêt d'un composant, comme son module d'Young, sur les performances globales du système telle que la modification de la courbe de polarisation. Cela passe par le développement de démarches de caractérisation spécifiques (mécanique, électrique, thermique ...) et de modèles d'analyse dédiés. Nous n'en sommes qu'aux premières approches. Les méthodes d'analyse expérimentales doivent être affinées et mieux maîtrisées via la répétition des séquences de tests et l'amélioration du matériel. Mais les résultats sur les modules de compression notamment sont encourageants et suscitent l'intérêt de la communauté scientifique et du milieu industriel.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

11.1/ CONCLUSION

Les principaux travaux de recherche que j'ai conduits au cours de ces dernières années sont exposés dans ce document. Le coeur de mes activités se focalise sur la modélisation de systèmes complexes avec des applications liées aux dispositifs mécatroniques. Les démarches scientifiques employées, les résultats obtenus ainsi que les discussions autour des applications sont donnés dans ce document. J'ai également tenté de montrer l'apport de mon parcours professionnel particulier et de mes différentes expériences dans mon approche des problématiques de recherche.

La rédaction d'une Habilitation à Diriger des Recherches est particulièrement intéressante puisqu'elle incite à suspendre un peu le temps et à prendre du recul sur ses activités ainsi que sur son positionnement thématique. Je me suis clairement aperçu que le fait de rester dans un domaine académique aux finalités trop floues ou pour lesquelles l'amélioration tient uniquement du jeu intellectuel ne me correspondait pas. C'est sans doute ce qui explique mon positionnement multidisciplinaire et ma proximité avec le milieu industriel. Je reste cependant un chercheur académique oscillant entre recherche appliquée et recherche finalisée. Pour éviter toute ambiguïté sur ces termes, il me semble utile de les préciser rapidement. La recherche appliquée a pour objectif de faire progresser les connaissances avec un objectif précis et une limitation dans le temps. Elle mobilise les connaissances génériques de l'état de l'art pour aboutir à une application, à un produit, un procédé... C'était typiquement le cas dans mes activités avec la société RAKON (ex-TEMEX). La recherche finalisée souhaite répondre à un objectif clairement défini souvent de nature socio-économique. Pour cela, il est nécessaire d'entreprendre des recherches fondamentales dont la caractéristique principale est l'incertitude du résultat et des délais. Mes recherches sur le lien entre les propriétés mécaniques des composants des piles à combustible et les performances du système global s'inscrivent dans cette voie.

Ce positionnement pousse évidemment à réfléchir sur les finalités des recherches engagées. Par exemple, mon arrivée à l'UTBM m'a permis de prendre pied dans la thématique des systèmes de production d'énergie embarqués. Ce domaine est en pleine ébullition aux niveaux académique et industriel. Mon implication dans la plate-forme technologique FCellSys tant d'un point de vue recherche que stratégique n'est pas anodine. La filière industrielle, notamment sur les systèmes à pile à combustible, cherche actuellement à se structurer et à trouver un modèle économique viable. La réflexion sur le positionnement de la recherche, et donc des chercheurs, dans les stratégies de valorisation et dans l'établissement d'un écosystème d'innovation est passionnante. Elle permet notamment

d'entrevoir des perspectives de travail inédites poussant l'interdisciplinarité au maximum.

11.2/ PERSPECTIVES

Il est clair que les travaux présentés dans ce document nécessitent encore des développements scientifiques et techniques. Mais ils se placent dans une continuité à court et moyen termes de mes activités de recherche. Dans cette partie, j'ai choisi d'exposer des perspectives à plus long terme de mes activités de recherche qui peuvent déboucher, le cas échéant, sur la création d'axes thématiques à part entière.

11.2.1/ MÉTHODES CSP POUR LA CONCEPTION DES SYSTÈMES MÉCATRONIQUES COMPLEXES

Sur la base de mes travaux portant sur la modélisation et l'optimisation par méthode CSP des systèmes complexes ainsi que sur la base des compétences en conception de produits présentes au laboratoire IRTES/M3M, il apparaît assez naturel d'étendre le domaine d'étude vers le processus de conception de ces systèmes complexes. Leur conception est une tâche difficile qui nécessite des compétences pluridisciplinaires importantes. L'une des perspectives de mes travaux est d'aborder ce problème sous un nouvel angle alternatif aux démarches actuelles de conception. En effet, le nombre extrêmement important de contraintes à respecter lors de la conception de ces dispositifs complexes impose de les prendre en compte dès les étapes initiales de pré-conception.

Les méthodes « classiques » de conception des systèmes complexes sont rarement basées sur une approche guidée par le respect intrinsèque des performances définies dans le cahier des charges. En effet, il s'agit plutôt d'une démarche qui évalue, a posteriori, les performances d'une architecture déjà conçue, comme l'illustre la figure 11.1. L'amélioration ou l'optimisation d'une solution est donc obtenue de manière itérative par un « bouclage de re-conception » si les exigences de conception ne sont pas atteintes. Cette démarche est peu adaptée à la conception de systèmes complexes où de nombreuses contraintes de conception doivent être satisfaites afin que le produit soit conforme aux exigences du cahier des charges.

L'idée des recherches sur les méthodes de conception est de tenter de réduire, voire de briser, cette boucle de re-conception en intégrant au plus tôt des contraintes de performances, dès l'étape de pré-conception. Ceci permet alors de se servir des exigences au plus tôt pour construire une ou plusieurs solutions qui soient admissibles pour le cahier des charges. Les méthodes envisagées sont des méthodes basées sur l'optimisation par CSP. Ces méthodes fondent la conception sur la prise en compte, dès les premiers pas, d'équations de contraintes décrivant les exigences de conception. Bien qu'initialement développée pour des équations analytiques, la méthode peut être étendue à l'utilisation d'abaques, de catalogues fournisseur, de tables paramétrées ... Ceci permet alors de définir un espace de solutions directement admissibles en utilisant des méthodes de résolution par intervalles. Ce sont des méthodes ensemblistes, systémiques et déterministes très bien adaptées à la conception de systèmes complexes, par comparaison au schéma classique « conception a priori/analyse/évaluation des solutions », par définition assez mal adapté aux dispositifs complexes et exigeants. De ce fait, ces techniques CSP sont, à la fois, plus rapides que les méthodes stochastiques habituellement utilisées pour

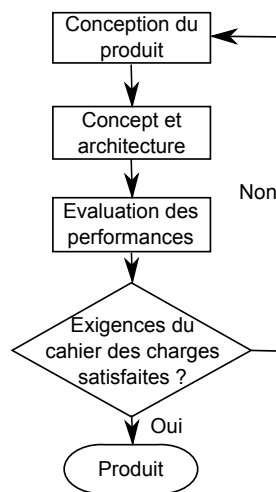


FIGURE 11.1 – Cycle "classique" de conception de produit

les problèmes d'optimisation multi-objectifs sous contraintes et mieux adaptées à la prise en compte de contraintes diverses que les méthodes à base de gradients.

11.2.2/ GESTION ACTIVE DE LA RÉPARTITION DE CONTRAINTES MÉCANIQUES DANS LES PILES À COMBUSTIBLE

Au cours des différents travaux menés au sein du laboratoire IRTES/M3M sur la modélisation et l'expérimentation des piles à combustible, il est apparu que les performances intrinsèques des dispositifs étaient fortement liées aux résistances de contact électriques entre les plaques bipolaires et les GDL. Ces paramètres d'intérêt sont directement conditionnés par les champs de contraintes à l'intérieur de l'empilement du coeur de pile. Plus précisément, les données clés identifiées sont la valeur moyenne, la répartition et le cyclage des contraintes. L'une des perspectives est d'établir et de mettre en oeuvre des méthodologies de pilotage et de stabilisation des contraintes internes aux piles à combustible en fonction des sollicitations extérieures. Ce monitoring des contraintes mécaniques doit permettre d'obtenir des niveaux de performances cibles, de les maintenir au cours du temps et de garantir ainsi une durée de vie. La démarche associe des protocoles expérimentaux et des modélisations numériques multiphysiques incluant les aspects mécaniques, électrochimiques, électriques et thermiques, nécessaires pour optimiser le placement de l'instrumentation ainsi que le fonctionnement de la pile à combustible. Un travail important d'instrumentation de la pile en capteurs et en actionneurs est nécessaire afin de connaître l'état de contraintes de ce système mécanique complexe et les niveaux des diverses sollicitations et puis d'agir directement sur le système pour modifier cet état de contrainte. Ce travail doit conduire à des préconisations techniques sur le choix de ces composants en fonction des applications. Cette perspective de travail permet de créer un lien fort entre mes trois domaines applicatifs de recherche.

11.2.3/ MÉTHODOLOGIE DE RÉDUCTION PRÉCOCE DE MODÈLES

Le travail sur le cycle de modélisation d'un système complexe a permis d'aboutir à un schéma, présenté en figure 1.2, qui assure la bonne tenue du modèle produit en fonction

des besoins. Le choix du type de modèle à mettre en place et des paramètres d'intérêt à conserver dans le modèle est laissé à l'appréciation du concepteur. Cela n'empêche pas de faire des itérations pour diminuer la complexité du modèle par une réduction pas à pas du nombre de paramètres d'intérêt. Par conséquent, il est intéressant d'aller plus en avant dans le choix du modèle et de faire intervenir au plus tôt dans la création-même de ce modèle des méthodes de réduction. Pour illustrer la démarche de manière simple, je prendrai l'exemple d'une structure élancée. Il est tout à fait possible de créer un modèle 3D pour se rendre compte ensuite que le modèle est largement surdimensionné pour l'application visée et qu'un simple modèle poutre peut suffire. Une comparaison de résultats entre les deux modèles permet de s'en convaincre. Cependant, de simples mesures géométriques du système associées aux hypothèses d'éléments structuraux de type poutre permettent de développer un modèle réduit validé de manière directe. L'idée est de définir les essais expérimentaux nécessaires pour orienter et valider les choix de réduction dès le début du cycle de modélisation et ainsi produire en un seul cycle un modèle réduit représentatif et validé pour l'application visée.

11.2.4/ CONCEPT DE STRUCTURES ADAPTRONIQUES

Le travail entamé sur les structures composites adaptatives, tant d'un point de vue fabrication que processus de conception, ne constitue qu'un exemple particulier s'appuyant sur une démarche plus globale. Comme je l'ai déjà indiqué, le développement ultime de cet exemple est l'intégration de micro et de nano structures de manière à produire de la matière "programmable" ou "pilotable". Mais, c'est avant tout une manière de contribuer plus fondamentalement au concept de structures adaptroniques [Janocha et al., 2007, Giurgiutiu, 2006]. Il s'agit d'une intégration fonctionnelle optimisée combinant des structures conventionnelles et des systèmes actifs. L'idée sous-jacente est de mieux exploiter les matériaux constitutifs afin de limiter l'utilisation de matières, de créer des structures biomimétiques plus adaptées à leur environnement, d'optimiser les flux d'énergie pour minimiser le besoin en énergie, d'intégrer au plus tôt les contraintes de vieillissement et de durabilité afin de rentrer dans un vrai processus d'écoconception ou de fonctionnaliser des structures en permettant, par exemple, le passage de flux électriques dans des éléments de carrosserie automobile. Les structures adaptroniques semblent être promises à un bel avenir. Cependant, plusieurs verrous technologiques et méthodologiques doivent être levés comme la mise en place de processus de conception optimale dédiés, le développement de méthodologie de sûreté de fonctionnement basé sur des démarches physico-fiabilistes pour garantir la tenue des produits ou la gestion de l'influence de la température, de l'humidité, des poussières. Par ces quelques exemples, il est aisé de comprendre l'intérêt de pousser vers une intégration plus forte de différentes expertises disciplinaires et physiques. C'est d'ailleurs ce qui a poussé plusieurs instituts Fraunhofer à créer, en 2004, le *Fraunhofer Adaptronics Alliance* afin d'agréger plusieurs champs disciplinaires et de multiplier les développements industriels autour de l'adaptronique.

BIBLIOGRAPHIE

- [Akiki, 2011] Akiki, T. (2011). *Modélisation de la dégradation de la production de puissance d'une pile à combustible suite aux sollicitations mécaniques*. PhD thesis, Université de Technologie de Belfort-Montbeliard.
- [Akiki et al., 2012] Akiki, T., Accary, G., Charon, W., and Kouta, R. (2012). Influence of local porosity, local permeability, and contact resistance between the gas diffusion layer and the bipolar plate, on the performances of a polymer electrolyte membrane fuel cell. In *2nd IEEE International Conference on Communications, Computing and Control Applications (CCCA)*, pages 1–6.
- [Akiki et al., 2010] Akiki, T., Charon, W., Ilchev, M.-C., Accary, G., and Kouta, R. (2010). Influence of local porosity and local permeability on the performances of a polymer electrolyte membrane fuel cell. *Journal of Power Sources*, 195(16) :5258–5268.
- [Auld, 1990] Auld, B. A. (1990). *Acoustic Fields and Waves in Solids, vol. 1-2, 2nd edition*. Krieger Publishing Company.
- [Ballato, 1977] Ballato, A. (1977). Doubly rotated thickness mode plate vibrators. *Physical acoustics*, 13 :115–181.
- [Bechman, 1958] Bechman, R. (1958). Elastic and piezoelectric constants of alpha-quartz,. *Physical Review*, 110(5) :1060–1061.
- [Beige and Schmidt, 1982] Beige, H. and Schmidt, G. (1982). Electromechanical resonances for investigating linear and nonlinear properties of dielectrics. *Ferroelectrics*, 41(1) :39–49.
- [Benhamou and Granvilliers, 2006] Benhamou, F. and Granvilliers, L. (2006). *Continuous and Interval Constraints*, chapter 16, pages 571–604. Prentice-Hall.
- [Benhamou et al., 1994] Benhamou, F., McAllester, D., and Hentenryck, P. V. (1994). CLP(intervals) revisited. In editor, M. B., editor, *International Symposium on Logic Programming*, pages 124–138.
- [Bennouna, 1981] Bennouna, M. (1981). *Nonlinear dynamic behaviour of a clamped-clamped beam with consideration of fatigue life*. PhD thesis, University of Southampton.
- [Berger, 1972] Berger, H. (1972). Models for contacts to planar devices. *Solid-State Electronics*, 15(2) :145–158.
- [Besson, 1977] Besson, R. J. (1977). A new electrodeless resonator design. In *IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, pages 36–39.
- [Bryant, 1986] Bryant, M. D. (1986). A characterization of the linear and non-linear dynamic performance of a practical piezoelectric actuator. part 2 : Theory. *Sensors and Actuators*, 9(2) :105–114.
- [Collet, 1996] Collet, M. (1996). *Contrôle actif des structures par couches piézo-électriques*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lyon.
- [Dantzig and Thapa, 1997] Dantzig, G. B. and Thapa, M. N. (1997). *Linear programming 1 : Introduction*. Springer-Verlag, Berlin.

- [Dantzig and Thapa, 2003] Dantzig, G. B. and Thapa, M. N. (2003). *Linear Programming 2 : Theory and Extensions*. Springer-Verlag, Berlin.
- [Dauwalter, 1972] Dauwalter, C. (1972). The temperature dependence of the force sensitivity of AT-cut quartz crystals. In *the 26th Annual Symposium on Frequency Control*, pages 108–112.
- [Davis, 1984] Davis, E. (1984). Constraint propagation with interval labels. *Artificial Intelligence*, 32(3) :281–331.
- [De Baere et al., 2007] De Baere, I., Van Paepegem, W., Degrieck, J., Sol, H., Van Hemelrijck, D., and Petreli, A. (2007). Comparison of different identification techniques for measurement of quasi-zero poisson's ratio of fabric-reinforced laminates. *Composites Part A : Applied Science and Manufacturing*, 38(9) :2047–2054.
- [Dye, 1925] Dye, D. (1925). The piezo-electric quartz resonator and its equivalent electrical circuit. *Proceedings of the Physical Society of London*, 38(1) :399.
- [EerNisse, 1976] EerNisse, E. (1976). Calculations on the stress compensated (SC-cut) quartz resonator. *NASA STI/Recon Technical Report N, 77* :19336.
- [Erlicher and Bourquin, 2008] Erlicher, S. and Bourquin, F. (2008). On the derivation of structural models with general thermomechanical prestress. *European Journal of Mechanics - A/Solids*, 27(3) :389–417.
- [Falting, 1994] Falting, B. (1994). Arc consistency for continuous variables. *Artificial Intelligence*, 65(2) :363–376.
- [Fuel Cell Components SGL Technologies, 2014] Fuel Cell Components SGL Technologies, G. (2014). On the www. <http://www.sigracet.com>".
- [Gatto et al., 2011] Gatto, I., Urbani, F., Giaccoppo, G., Barbera, O., and Passalacqua, E. (2011). Influence of the bolt torque on PEFC performance with different gasket materials. *international journal of hydrogen energy*, 36(20) :13043–13050.
- [Giraud, 2006] Giraud, M. (2006). *Sûreté de fonctionnement des systèmes : Analyse des systèmes non réparables*. Techniques de l'ingénieur. Electronique.
- [Giurgiutiu, 2006] Giurgiutiu, V. (2006). Concepts of adaptronic structures (konzepte adapttronischer strukturen). *at-Automatisierungstechnik*, 54(6/2006) :251–258.
- [Hansen and Walste, 2004] Hansen, E. and Walste, G. W. (2004). *Global optimization using interval analysis, second edition revised and expanded*. Marcel Dekker Edition, New York.
- [Harris et al., 2002] Harris, C. M., Piersol, A. G., and Paez, T. L. (2002). *Harris' shock and vibration handbook*, volume 5. McGraw-Hill New York.
- [Haskell et al., 2004] Haskell, R., Buchanan, J., Morley, P., Desai, B., Esmiol, M., Martin, M., and Stevens, D. (2004). State-of-the-art in the design and manufacture of low acceleration sensitivity resonators. In *IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, pages 672–677.
- [Haskell et al., 2002] Haskell, R., Morley, P., and Stevens, D. (2002). High q , precision *sc*-cut resonators with low acceleration sensitivity. In *IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition*, pages 111–118.
- [Janiaud et al., 1981] Janiaud, D., Besson, R., Gagnepain, J., and Valdois, M. (1981). Quartz resonator thermal transient due to crystal support. In *Thirty Fifth Annual Frequency Control Symposium*, pages 340–344.

- [Janocha et al., 2007] Janocha, H. et al. (2007). *Adaptronics and smart structures*. Springer.
- [Joshi, 1992] Joshi, S. P. (1992). Non-linear constitutive relations for piezoceramic materials. *Smart Materials and Structures*, 1(1) :80–83.
- [Karnopp and Trikha, 1969] Karnopp, D. and Trikha, A. (1969). Comparative study of optimization techniques for shock and vibration isolation. *Journal of Engineering for Industry*, 91(4) :1128–1132.
- [Kennedy and Eberhart, 1995] Kennedy, J. and Eberhart, R. (1995). Particle swarm optimization. In *IEEE International Conference on Neural Networks IV*, pages 1942–1948.
- [Khajeh-Hosseini-Dalasm et al., 2014] Khajeh-Hosseini-Dalasm, N., Sasabe, T., Tokumasu, T., and Pasaogullari, U. (2014). Effects of polytetrafluoroethylene treatment and compression on gas diffusion layer microstructure using high-resolution X-ray computed tomography. *Journal of Power Sources*, 266 :213–221.
- [Kirkpatrick et al., 1983] Kirkpatrick, S., Gelatt, C. D., and Vecchi, M. P. (1983). Optimization by simulated annealing. *Science*, 220(4598) :671–680.
- [Knowles and Abeyaratne, 1999] Knowles, J. K. and Abeyaratne, R. (1999). On a shock-induced martensitic phase transition. *Journal of Applied Physics*, 87(3) :1123–1134.
- [Labach et al., 2013] Labach, I., Rallières, O., Turpin, C., Maussion, P., Vandenborre, H., Dubois, E., and Zandona, N. (2013). Modelling of the impact of the operating conditions of a proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) by design of experiment (DOE). In *FDFC 2013 ; Fundamentals and Development Fuel Cells Conference*.
- [Lauwagie et al., 2004] Lauwagie, T., Sol, H., Heylen, W., and Roebben, G. (2004). Determination of the in-plane elastic properties of the different layers of laminated plates by means of vibration testing and model updating. *Journal of Sound and Vibration*, 274(3) :529–546.
- [Lhomme, 1993] Lhomme, O. (1993). Consistency Techniques for Numeric CSPs. In *13th International Conference on Artificial Intelligence*, pages 232–238.
- [Lijadi et al., 2005] Lijadi, M., Pardo, F., Bardou, N., and Pelouard, J. L. (2005). Floating contact transmission line modelling : An improved method for ohmic contact resistance measurement. *Solid-state electronics*, 49(10) :1655–1661.
- [Mackworth, 1977] Mackworth, A. K. (1977). Consistency in networks of relations. *Artificial Intelligence*, 8(1) :99–118.
- [Maranzana et al., 2008] Maranzana, G., Lottin, O., Colinart, T., Chupin, S., and Didierjean, S. (2008). A multi-instrumented polymer exchange membrane fuel cell : Observation of the in-plane non-homogeneities. *Journal of Power Sources*, 180(2) :748–754.
- [Mason et al., 2012] Mason, T. J., Millichamp, J., Neville, T. P., El-kharouf, A., Pollet, B. G., and Brett, D. J. (2012). Effect of clamping pressure on ohmic resistance and compression of gas diffusion layers for polymer electrolyte fuel cells. *Journal of Power Sources*, 219 :52–59.
- [Mason et al., 2013] Mason, T. J., Millichamp, J., Shearing, P. R., and Brett, D. J. (2013). A study of the effect of compression on the performance of polymer electrolyte fuel cells using electrochemical impedance spectroscopy and dimensional change analysis. *International Journal of Hydrogen Energy*, 38(18) :7414–7422.
- [Menard, 2008] Menard, K. P. (2008). *Dynamic mechanical analysis : a practical introduction*. CRC press.

- [Metravib ACOEM, 2014] Metravib ACOEM, G. (2014). On the www. <http://www.metravib.fr>".
- [Monnier et al., 2005] Monnier, P., Collet, M., and Piranda, J. (2005). Definition of mechanical design parameters to optimize efficiency of integral force feedback. *Structural Control and Health Monitoring*, 12(1) :65–89.
- [Montanari, 1974] Montanari, U. (1974). Networks of constraints : fundamental properties and applications to picture processing. *Information Science*, 7 :95–132.
- [Montanini et al., 2011] Montanini, R., Squadrito, G., and Giacoppo, G. (2011). Measurement of the clamping pressure distribution in polymer electrolyte fuel cells using piezoresistive sensor arrays and digital image correlation techniques. *Journal of Power Sources*, 196(20) :8484–8493.
- [Moore, 1966] Moore, R. E. (1966). *Interval Analysis*. Prentice-Hall.
- [Muhlenbein et al., 1991] Muhlenbein, H., Schomisch, D., and Born, J. (1991). The parallel genetic algorithm as function optimizer. *Parallel Computing*, 17 :619–632.
- [Naillon et al., 1983] Naillon, M., Coursant, R. H., and Besnier, F. (1983). Analyse de structures piézoélectriques par une méthode d'éléments finis (text in french). *Acta Electronica*, 25(4) :341–362.
- [Nayfeh and Mook, 2008] Nayfeh, A. H. and Mook, D. T. (2008). *Nonlinear oscillations*. John Wiley & Sons.
- [Nayfeh and Nayfeh, 1994] Nayfeh, A. H. and Nayfeh, S. A. (1994). On nonlinear modes of continuous systems. *Journal of Vibration and Acoustics*, 116(1) :129–136.
- [Nocedal and Wright, 2006] Nocedal, J. and Wright, S. J. (2006). *Numerical Optimization*. Springer.
- [Norouzifard and Bahrami, 2014] Norouzifard, V. and Bahrami, M. (2014). Deformation of pem fuel cell gas diffusion layers under compressive loading : An analytical approach. *Journal of Power Sources*, 264 :92–99.
- [Ostachowicz et al., 2000] Ostachowicz, W., Krawczuk, M., and Zak, A. (2000). Dynamics and buckling of a multilayer composite plate with embedded SMA wires. *Composite Structures*, 48(1-3) :163–167.
- [Oussalah et al., 2005] Oussalah, S., Djezzar, B., and Jerisian, R. (2005). A comparative study of different contact resistance test structures dedicated to the power process technology. *Solid-state electronics*, 49(10) :1617–1622.
- [Pérignon, 2004] Pérignon, F. (2004). *Vibrations forcées de structures, élastiques ; non-linéaire*. PhD thesis, Université Aix-Marseille II.
- [Preumont, 2002] Preumont, A. (2002). *Vibration control of active structures : An introduction. 2nd Edition*. Kluwer Academic Publishers.
- [Preumont et al., 2002] Preumont, A., François, A., Bossens, F., and Abu-Hanieh, A. (2002). Force feedback versus acceleration feedback in active vibration isolation. *Journal of Sound and Vibration*, 257(4) :605–613.
- [Ribeiro and Petyt, 1999] Ribeiro, P. and Petyt, M. (1999). Non-linear vibration of beams with internal resonance by the hierarchical finite-element method. *Journal of Sound and vibration*, 224(4) :591–624.
- [Robert, 2001] Robert, G. (2001). *Extrinsic contributions to the piezoelectric response of lead-based ferroelectrics*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.

- [Sadeghifar et al., 2014] Sadeghifar, H., Djilali, N., and Bahrami, M. (2014). Effect of polytetrafluoroethylene (PTFE) and micro porous layer (MPL) on thermal conductivity of fuel cell gas diffusion layers : Modeling and experiments. *Journal of Power Sources*, 248 :632–641.
- [Sargent, 2005] Sargent, R. G. (2005). Verification and validation of simulation models. In *Proceedings of the 37th conference on Winter simulation*, pages 130–143.
- [Simkovics et al., 1999] Simkovics, R., Landes, H., Kaltenbacher, M., and Lerch, R. (1999). Nonlinear finite element analysis of piezoelectric transducers. In *IEEE Ultrasonics Symposium*, volume 2, pages 1057–1060.
- [Standard, 2010] Standard, A. (2010). D638 : Standard test method for tensile properties of plastics. *West Conshohocken (PA) : ASTM International*.
- [Tiersten, 1991] Tiersten, H. F. (1991). Analytical investigation of the acceleration sensitivity of acoustic bulk and surface wave resonators. Technical report, DTIC Document.
- [Torn and Zilinskas, 1989] Torn, A. and Zilinskas, A. (1989). *Global Optimization. Lecture Notes in Computer Science, N° 350*. Springer-Verlag, Berlin.
- [Tsang, 1993] Tsang, E. (1993). *Foundations of Constraint Satisfaction*. Academic Press London and San Diego.
- [Valentin et al., 1984] Valentin, J., Theobald, G., and Gagnepain, J. (1984). Frequency shifts arising from in-plane temperature gradient distribution in quartz resonators. In *the 38th Annual Symposium on Frequency Control*, pages 157–163.
- [Van der Pauw, 1958] Van der Pauw, L. (1958). A method of measuring the resistivity and hall coefficient on lamellae of arbitrary shape. *Philips technical review*, 20(8) :220–224.
- [Vargas et al., 1994] Vargas, C., Saucier, A., Albert, P., and Yvars, P. A. (1994). Knowledge modelisation and constraint propagation in a computer aided design system. In *Workshop notes Constraint Processing in CAD of the Third International Conference on Artificial Intelligence in Design*, pages 1942–1948.
- [Verdot, 2011] Verdot, T. (2011). *Conception, fabrication et caractérisation d'un microsystème piézocomposite pour l'isolation active de composants sensibles aux vibrations*. PhD thesis, Université de Franche-Comté.
- [Waltz, 1972] Waltz, D. (1972). *Generating semantic descriptions from drawings of scenes with shadows*. MIT, Massachusetts, USA.
- [Wang et al., 2010] Wang, J., Zhao, W., Du, J., and Hu, Y. (2010). The calculation of electrical parameters of AT-cut quartz crystal resonators with the consideration of material viscosity. *Ultrasonics*, 51(1) :65–70.
- [Warner, 1960] Warner, A. W. (1960). Design and performance of ultraprecise 2.5-mc quartz crystal units. *Bell System Technical Journal*, 39(5) :1193–1217.
- [Williams et al., 1999] Williams, K. A., Chiu, G. T., and Bernhard, R. J. (1999). Passive-adaptative vibration absorbers using shape memory alloys. In Wereley, N. M., editor, *Smart Structures and Materials 1999 : Smart Structures and Integrated Systems*, pages 630–641.
- [Yannou and Harmel, 2005] Yannou, B. and Harmel, G. (2005). *Use of Constraint Programming for Design*, chapter 12, pages 145–157. Springer.
- [Yong et al., 2007] Yong, Y.-K., Patel, M., and Tanaka, M. (2007). Effects of thermal stresses on the frequency-temperature behavior of piezoelectric resonators. *Journal of Thermal Stresses*, 30(6) :639–661.

- [Yong et al., 2009] Yong, Y.-K., Patel, M., Vig, J., and Ballato, A. (2009). Effects of electromagnetic radiation on the Q of quartz resonators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 56(2) :353–360.
- [Yong and Patel, 2005] Yong, Y.-K. and Patel, M. S. (2005). Application of a dc-bias to reduce acceleration sensitivity in quartz resonators. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 22(1) :69–82.
- [Yong et al., 2006a] Yong, Y.-K., Patel, M. S., Srivastava, S., Tanaka, M., and Imai, T. (2006a). The impact of finite element analysis on the design of quartz resonators. In *IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, pages 9–22.
- [Yong et al., 2006b] Yong, Y.-K., Patel, M. S., and Tanaka, M. (2006b). Frequency-temperature behavior of quartz resonators affected by transient and steady state temperature changes. In *IEEE Ultrasonics Symposium*, pages 568–571.
- [Yvars, 2009] Yvars, P. A. (2009). A CSP approach for the network of product lifecycle constraints consistency in a collaborative design context. *Engineering Application of Artificial Intelligence (EAoAI) Journal*, 22(6) :961–970.
- [Zhang et al., 2006] Zhang, L., Liu, Y., Song, H., Wang, S., Zhou, Y., and Hu, S. J. (2006). Estimation of contact resistance in proton exchange membrane fuel cells. *Journal of Power Sources*, 162(2) :1165–1171.
- [Zimmer and Zablit, 2001] Zimmer, L. and Zablit, P. (2001). "Global Aircraft" pre-design based on constraint propagation and interval analysis. *DGLR BERICHT*, 1(5) :77–86.

Résumé :

La modélisation de systèmes complexes est une thématique vaste et un exercice difficile. Quelque soit le domaine applicatif, et c'est notamment le cas dans le domaine de la mécatronique, le développement de modèles pertinents nécessite de l'expérience, de la collaboration interdisciplinaire et une forte activité expérimentale. La mécatronique est un champ de recherche multidisciplinaire des sciences pour l'ingénieur dans lequel se combinent, de manière non-exclusive, la mécanique, l'électronique, l'informatique, l'automatique, la thermodynamique... A cause de l'existence de nombreux couplages physiques et de nombreuses interfaces entre les différents composants d'un système, l'activité de recherches est, depuis de nombreuses années, très active dans le domaine. L'idée principale est d'améliorer la compréhension des phénomènes observés, de maîtriser la conception de ces systèmes et, finalement, d'optimiser leur fonctionnement. Par ailleurs, il est impératif de toujours avoir l'esprit critique par rapport aux résultats obtenus et de développer des approches expérimentales de validation et de vérification pour tester la pertinence des résultats théoriques.

Parmi les défis à relever lors de la modélisation de systèmes complexes, on peut citer la conception et la mise en oeuvre de dispositifs d'essais dédiés aux objets étudiés, la détermination de la juste complexité des modèles développés pour répondre aux besoins posés et le positionnement de la stratégie de recherche entre recherches académiques et contraintes industrielles.

Mes travaux s'inscrivent dans ce contexte. Ils portent sur trois champs applicatifs dans lesquelles les connaissances des phénomènes observés nécessitent encore d'importantes recherches: les systèmes de production d'énergie électrique embarqués, les structures composites et piézocomposites et l'amortissement et l'isolation vibratoire. Les enjeux associés à chaque thématique ainsi que les outils et les méthodologies développés sont présentés. Pour chaque champ applicatif, les principaux résultats obtenus sont exposés et critiqués.

Abstract:

The modeling of complex systems is a large and difficult research field. Of all the fields of applications, particularly in mechatronics, the development of relevant models requires experience, interdisciplinary collaboration and a strong experimental activity. Mechatronics is a multidisciplinary research field of engineering sciences which combines, but not-exclusively, the fields of mechanics, electronics, computers, automation, and thermodynamics. During the last few years, the research activity in mechatronics has been very active since many physical couplings and numerous interfaces interact between the different components of a system. The main idea is to improve the understanding of the observed phenomena, master the design of their corresponding systems and, ultimately, optimize their operation. Furthermore, it is imperative to always think critically of the obtained results; and develop the experimental approaches for the validation and verification processes in order to test the relevance of the theoretical results.

Among the challenges in modeling complex systems, we can highlight on one hand the design and implementation of test devices dedicated to the studied systems, and on the other, the most appropriate model developed to meet the requirements as well as the positioning of the research strategy between the academic research and industrial constraints.

My work takes place in this context. It covers three fields of application for which the knowledge of the observed phenomena still requires significant investigations: on-board electric power generation systems; composite and piezocomposite structures; and vibration stabilisation and isolation. The issues associated with each topic, tools and methodologies developed are presented. For each application, the main results are presented and assessed.

The logo for SPIM (École doctorale SPIM) features the letters 'S', 'P', 'I', and 'M' in a large, white, sans-serif font. The 'S' is stylized with a thick, white, curved underline that extends to the left, creating a graphic element that resembles a sine wave or a stylized 'S' shape.