HAL
open science

Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques

Xavier Mininger

▶ **To cite this version:**

Xavier Mininger. Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques. Automatique / Robotique. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2005. Français. NNT : 2005DENS0035 . tel-00626061

HAL Id: tel-00626061

https://theses.hal.science/tel-00626061v1

Submitted on 23 Sep 2011

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

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

N ° ENSC -

THESE DE DOCTORAT
DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Présentée par

Monsieur MININGER Xavier

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :

Electronique, Electrotechnique et Automatique

Sujet de la thèse :

Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques

Thèse présentée et soutenue à Cachan le 25 Novembre 2005 devant le jury composé de :

M. GUYOMAR Daniel	Professeur	Président du jury
M. BRUDNY Jean François	Professeur	Rapporteur
M. CHAMPENOIS Gérard	Professeur	Rapporteur
M. GABSI Mohamed	MCF, HdR	Directeur de thèse
M. HECQUET Michel	Maître de conférence	Examinateur
M. RADULESCU Mircea	Professeur	Examinateur
M. BOUKHOBZA Taha	Maître de conférence	Membre invité

Laboratoire SATIE
ENS CACHAN / CNRS / UMR 8029
61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN Cedex (France)

Table des matières

I Introduction - Etat de l'art **7**

1 Introduction générale **9**

2 Etat de l'art **11**

2.1 Etudes et réduction du bruit des machines à réluctance variable 11

2.1.1 Premières études sur le bruit des machines 11

2.1.2 Méthodes de diminution du bruit émis par les machines 13

2.1.3 Méthodes de calculs des fréquences de résonance 16

2.2 Compensation des vibrations à l'aide d'éléments piézoélectriques 18

2.2.1 Premières études de contrôle actif 18

2.2.2 Travaux sur poutres ou plaques 19

2.2.3 Autres applications 21

2.3 Brevets 23

II Le bruit dans les machines à réluctance variable **25**

1 Introduction **27**

1.1 Présentation de la machine étudiée 27

1.2 Généralités sur le bruit acoustique 28

1.3 Origines du bruit dans une machine électrique tournante 28

1.4 Le bruit d'origine magnétique 31

2 Aspects électromagnétiques **33**

2.1 Alimentation avec des courants sinusoïdaux 33

2.2 Force globale à courant constant 40

2.3 Force radiale pour un courant créneau 40

2.4 Conclusion 41

3 Aspects mécaniques **43**
3.1 Analyses modale et harmonique 43
3.2 Fonctionnement réel de la MRV 48
3.3 Conclusion 56

4 Paramètres influant sur le bruit **59**
4.1 Placement des fréquences de résonance 59
4.2 Commande de la MRV 60
4.2.1 Mode d'alimentation de la MRV 60
4.2.2 Vitesse de rotation de la MRV 61
4.3 Autres paramètres influant sur le bruit 61

5 Conclusions sur la génération du bruit des MRV **63**

III Compensation active des vibrations à l'aide de pastilles de PZT **65**

1 Présentation de la piézoélectricité **67**
1.1 Historique et présentation 67
1.2 Equations de la piézoélectricité 69
1.3 Coefficient de couplage k 70
1.4 Matériau piézoélectrique utilisé pour notre application 71
1.5 Utilisation quasi-statique des pastilles piézoélectriques 71
1.6 Autres paramètres importants 72

2 Principe de la compensation active **73**
2.1 Compensation active des vibrations d'une poutre ou d'une plaque 73
2.2 Principe de compensation sur un cylindre 74
2.3 Méthodes de contrôle actif : généralités 75
2.3.1 Choix du capteur 75
2.3.1.1 Accéléromètre piézoélectrique 75
2.3.1.2 Vibromètre laser 75
2.3.1.3 La pastille de PZT en capteur 76
2.3.1.4 Capteur indirect 76
2.3.2 Choix du correcteur numérique 78
2.3.2.1 Présentation du contrôle Feedback 78
2.3.2.2 Présentation du contrôle Feedforward 78

3 Modélisation de l'effet des actionneurs piézoélectriques **81**
3.1 Déplacements du cylindre creux 81
3.2 Modélisation de l'action d'une pastille de PZT sur un cylindre 82
3.2.1 Moment de courbure généré dans la structure stator 83

3.2.2 Force généralisée 85
3.3 Application au stator de la MRV 86

4 Validation expérimentale du principe de compensation par les pastilles de PZT 89
4.1 Prototype monophasé 89
4.1.1 Présentation 89
4.1.2 Modèle mécanique 90
4.1.3 Simulation d'un comportement vibratoire proche de celui d'une MRV 93
4.2 Mise en place des actionneurs et du capteur 94
4.2.1 Nombre d'actionneurs piézoélectriques 94
4.2.2 Placement des pastilles de PZT et de l'accéléromètre 94
4.2.3 Dimensionnement optimal des piézoélectriques 97
4.2.3.1 Influence de l'épaisseur e_p 97
4.2.3.2 Influence de la longueur l_p 99
4.2.3.3 Autres paramètres et dimensions retenues 100
4.3 Montage de principe pour la compensation active des vibrations 102
4.4 Réduction des vibrations, modèle éléments-finis 102
4.5 Compensation en boucle ouverte, mesures expérimentales 106
4.5.1 Excitations non synchronisées 106
4.5.2 Excitations synchronisées 107
4.6 Diminution des vibrations en boucle fermée - Contrôle actif 109
4.6.1 Identification expérimentale des fonctions de transfert 109
4.6.1.1 Relevés des spectres expérimentaux 109
4.6.1.2 Identification de la fonction de transfert 112
4.6.2 Régulation par Positive Position Feedback 114
4.6.2.1 Présentation 114
4.6.2.2 Application sur le modèle à un zéro et deux pôles 116
4.6.2.3 Simulation et résultats expérimentaux 117
4.6.3 Mise en place d'une régulation LQ - Contrôle optimal 122
4.6.3.1 Principe 122
4.6.3.2 Application à la structure monophasée 124
4.6.3.3 Simulation de la régulation LQ sous Matlab Simulink 126
4.6.3.4 Essais expérimentaux 127
4.7 Conclusion sur les essais avec le prototype monophasé 131

5 Application à la MRV 6/4 133
5.1 Nombre d'actionneurs piézoélectriques nécessaires 134
5.2 Nombre de capteurs et placement 139
5.3 Placement des actionneurs piézoélectriques 139
5.4 Dimensionnement des pastilles de PZT 141
5.5 Compensation active sur des MRV de diamètres plus importants 142
5.5.1 Influence de la géométrie sur des déplacements statiques 142
5.5.2 Bilan 147

5.6 Conclusion 147

Conclusion générale et perspectives **149**

Première partie

Introduction - Etat de l'art

Chapitre 1

Introduction générale

Conséquence du mode de vie de l'homme moderne, le bruit est aujourd'hui devenu l'un des problèmes prépondérant dans notre société, tant et si bien que l'on parle régulièrement de *pollution* sonore. Depuis plus d'une trentaine d'années, de nombreuses idées ont été creusées afin de diminuer le bruit acoustique rencontré dans les situations quotidiennes, que ce soit dans les milieux industriels (machines-outils...) ou domestiques (appareils électroménagers...), voire au niveau de l'urbanisme (limitation des constructions autour d'un aéroport afin d'éviter d'exposer au bruit de nouvelles populations). Les solutions sont apportées à partir d'une analyse des caractéristiques intrinsèques du bruit afin d'optimiser les performances de la réduction sonore : étanchéité acoustique par isolation de la source sonore ou des individus (casque...), ou réduction du bruit nuisible directement à la source, par exemple à l'aide d'un système de compensation.

La diversité des domaines de recherche consacrés à ce problème (mécanique, acoustique, génie électrique...) en montre l'intérêt croissant. De nos jours, les travaux s'attachent très souvent à l'amélioration de structures existantes, dont le fonctionnement est globalement maîtrisé, dans le but d'en augmenter les performances ou le confort d'utilisation. Dans le domaine du Génie Électrique, des critères tels que la diminution de consommation électrique et la réduction de la taille nécessaire afin d'élargir les champs d'applications font partie des améliorations de parfaite actualité. Pour ce qui est du confort d'utilisation, le "sans fil" aujourd'hui très à la mode, et le silence des appareils sont parmi les critères les plus importants et recherchés par les utilisateurs.

Les travaux sur la diminution du bruit des machines électriques, et particulièrement pour les machines tournantes, sont de nos jours en plein essor. Un nombre conséquent de solutions sont testées depuis une dizaine d'années : modification de la géométrie des structures, optimisation "acoustique" des modes de commande, ajout de sources sonores secondaires ou d'actionneurs sur la machine initiale.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier les performances d'actionneurs piézoélectriques utilisés dans le but d'un amortissement actif des vibrations d'une machine à réluctance variable (MRV), afin de limiter le bruit acoustique qu'elle génère en fonctionnement. L'objectif princi-

pal est de démontrer que ces actionneurs ont une limite d'action suffisante pour ce type d'application. Depuis une dizaine d'années, de nombreux travaux sont consacrés à l'aspect acoustique de ce type particulier de machines. Ces dernières possèdent des caractéristiques intéressantes : simplicité de fabrication, robustesse, faible coût et une possibilité d'utilisation à des vitesses élevées. Elles possèdent néanmoins des inconvénients, comme leur couple instantané présentant une ondulation importante, et le fait d'être des machines particulièrement bruyantes en comparaison des autres systèmes existants. En effet, de par leur structure et leur mode de fonctionnement, elles produisent des vibrations et du bruit acoustique assez conséquents pour limiter leur champ d'applications, leur durée de vie, et nuire à leur environnement ainsi qu'au confort d'utilisation. Pour en permettre un développement et un emploi croissants dans un plus grand nombre de domaines, des chercheurs ont d'abord travaillé sur l'identification des causes de ce bruit, puis sur les méthodes envisageables pour le diminuer.

Ce travail est divisé en trois parties exposant à peu près chronologiquement les recherches effectuées.

La première partie présente une vue générale de publications scientifiques, offrant ainsi un état de l'art des avancées dans les travaux réalisés pour les domaines concernés avant que ne débute la thèse. Deux thèmes sont alors abordés : le premier correspond aux différentes recherches effectuées afin de réduire le bruit des machines à réluctance variable, et le second traite de la compensation des vibrations de poutres ou plaques à l'aide d'actionneurs piézoélectriques.

Nous nous intéressons ensuite au problème du bruit dans les machines à réluctance variable, en expliquant notamment pourquoi ces machines sont particulièrement bruyantes par rapport aux autres types plus classiques. Le compositeur N. Frize [1] propose le conseil : "Pour se défendre du bruit, il ne faut pas se boucher les oreilles, se plaindre ou fuir, mais commencer à écouter". Suivant cette idée, la première étape de notre étude correspond au recensement des origines du bruit dans la machine. L'origine "magnétique", prépondérante pour certains modes d'utilisation, est alors détaillée : l'étude sépare les aspects électromagnétiques et mécaniques, et présente ainsi un schéma synoptique de la génération des vibrations dans la structure. Ces résultats nous permettent alors d'exposer les différents paramètres influant sur le bruit émis par la machine.

La dernière partie concerne la méthode de compensation active des vibrations de la MRV à l'aide des pastilles piézoélectriques. Nous commençons par rappeler quelques notions fondamentales sur la piézoélectricité, avant de présenter le principe de la compensation active sur une structure cylindrique. Une modélisation analytique de l'effet des pastilles piézoélectriques est alors proposée afin de dimensionner les actionneurs et les placer sur la structure. Cette modélisation est utilisée sur une structure simplifiée monophasée, et l'efficacité des pastilles est ensuite confirmée par des mesures expérimentales en boucle ouverte, puis avec un asservissement numérique. Enfin, les derniers points sont consacrés aux différences à apporter pour se rapprocher de la machine réelle, donc pour un travail en triphasé et sur des machines de diamètres plus importants.

Chapitre 2

Etat de l'art

A notre connaissance, une seule étude portant sur la compensation de vibrations de machine électrique à l'aide de pastilles piézoélectriques avait été développée avant le début de cette thèse [2]. Il existe par contre de nombreuses références abordant une partie de ce travail : d'un côté sur le bruit acoustique des machines à réluctance variable et les différentes manières permettant de le limiter ; de l'autre, sur la compensation des vibrations à l'aide de pastilles piézoélectriques, le plus souvent appliquée aux cas de poutres, plaques rectangulaires de faible épaisseur et dans certains cas sur des structures plus complexes. Cette partie de la thèse propose une vue d'ensemble des différentes études réalisées sur ces deux sujets.

2.1 Etudes et réduction du bruit des machines à réluctance variable

Bien que les premières machines à réluctance variable datent du milieu du 19ème siècle, le développement des recherches les concernant ne commence réellement que dans le début des années 1980, avec les progrès et la diminution des coûts de l'électronique de puissance et de commande. Le bruit généré, bien qu'il ait été rapidement constaté, n'a été précisément étudié qu'une dizaine d'années plus tard. Nous présentons par la suite différentes publications résumant la progression de l'étude du problème.

2.1.1 Premières études sur le bruit des machines

La thèse de G. Reyne [3] expose le problème du bruit généré par les machines électriques en général. Il se propose d'analyser ses origines dans les milieux ferromagnétiques, afin d'en tirer des outils théoriques et pratiques permettant de concevoir des machines dont le niveau sonore est compatible avec l'application recherchée. Il insiste sur le couplage magnéto-mécanique, sur les notions de force globale et de densité de force réelle en chaque point de la structure, et procède à une comparaison des méthodes de calcul par le tenseur de Maxwell et les travaux virtuels.

D.E.Cameron, J.H. Lang et S.D. Umans [4] présentent une première étude sur le bruit des MRV. Ils recensent les différentes sources de bruit possibles dans une MRV (d'origines magnétique et mécanique) : efforts magnétiques radiaux dans l'entrefer, ondulations de couple, forces magnétostrictives, vibrations des roulements... A l'aide de raisonnements et de séries d'expériences, ils montrent que la principale source de bruit vient de "l'ovalisation" du stator due aux forces magnétiques radiales (figure 2.1), le bruit dû à l'ondulation de couple étant négligeable. Ils précisent qu'il est possible de minimiser le bruit en supprimant certains harmoniques du courant, mais cela peut s'accompagner d'une dégradation des performances électromécaniques. Une autre méthode proposée est de modifier aléatoirement avec une petite variation les angles de turn-off au niveau de la commande, l'accélération vibratoire du stator à l'origine du bruit passant alors pour leur cas pratique de 92 à 84 dB.

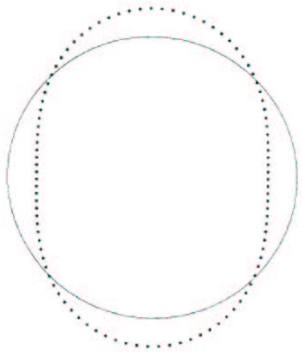
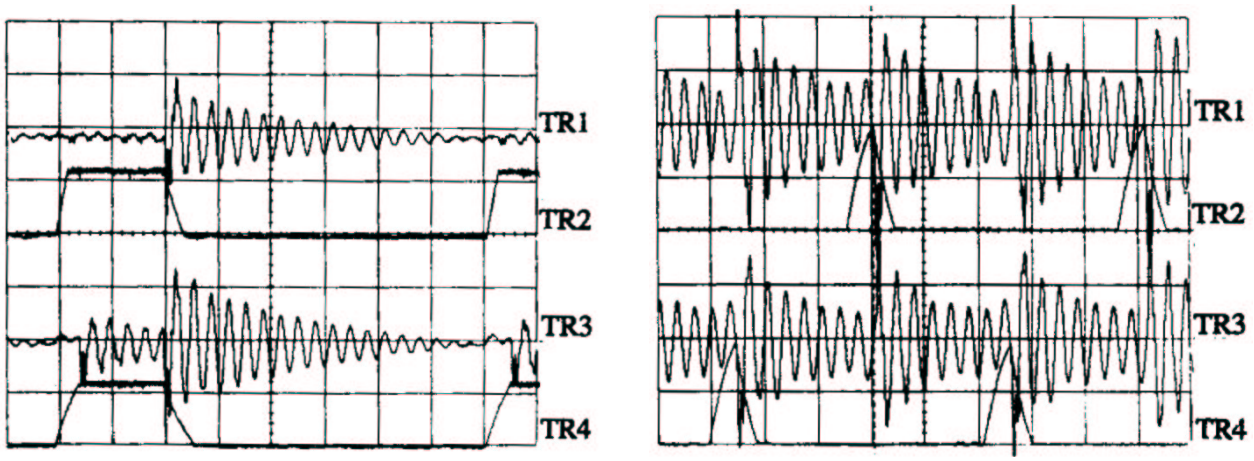


FIGURE 2.1 – Ovalisation du stator à la fréquence de résonance

C.Y. Wu et C. Pollock [5] mettent alors en évidence l'importance des variations du courant sur les forces radiales générées à l'aide d'analyses temporelles, donc notamment aux moments des turn-on et turn-off. Ils repèrent que c'est particulièrement au moment de la coupure du courant (front descendant) que les vibrations sont les plus importantes. Ils procèdent alors à différents essais en modifiant les angles de conduction par rapport à la position de conjonction, et proposent une première méthode de diminution du bruit par l'application de vibrations en opposition de phase, en jouant sur la commande (méthode de la double pente). Enfin, ils montrent qu'au delà de certaines vitesses de la machine, les vibrations propres aux excitations des différentes phases peuvent se superposer, augmentant ainsi les vibrations totales (figure 2.2).

D. Carton [6] étudie dans son rapport de DEA le bruit d'une machine à réluctance variable 6/4, à l'aide de mesures expérimentales d'accélérations du stator. Il commence par déterminer l'influence des différentes origines (forces électromagnétiques radiales, ondulations de couple et l'effet des roulements) et propose une atténuation du bruit par action sur l'alimentation. Il compare ainsi les spectres d'accélérations obtenus pour différents profils de courant imposés à la MRV : signal carré et arche de sinusoïde. Il en conclut que pour diminuer le bruit émit par la machine, il faut l'alimenter avec des formes de courant ne possédant pas d'harmoniques qui correspondent aux fréquences de résonances.



(a) faible vitesse (b) grande vitesse

FIGURE 2.2 – Accélérations présentes aux variations de courant, et superposition de vibrations (TR2-TR4 courants dans deux phases différentes, TR1-TR3 accélérations mesurées aux niveaux des phases correspondantes)

2.1.2 Méthodes de diminution du bruit émis par les machines

Des travaux cités précédemment découlent de nombreuses études, dont certaines très récentes, permettant de limiter l'émission de bruit acoustique. Trois grandes directions se distinguent alors : les paramètres d'action sont la modification de la stratégie de commande, l'optimisation de la géométrie des machines et l'utilisation d'une compensation active.

F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, P. Nielsen, L. Andersen et P.C. Kjaer [7] comparent les niveaux sonores obtenus par une commande en courant ou en tension. Ils évoquent des méthodes permettant d'obtenir une réduction des vibrations par des actions sur la commande : modification de la forme du courant, découpage de tension MLI aléatoire, angles de turn-on et turn-off aléatoires et une solution de compensation active (application d'une tension négative à un instant prédéfini). Ces deux dernières méthodes sont alors expérimentées et la compensation active donne des résultats convaincants pour la commande en courant, de l'ordre de 7 dB(A) de réduction pour certaines vitesses.

La thèse de F. Camus [8] propose un modèle permettant d'obtenir les vibrations en fonction du courant et de la position du rotor. Le modèle est divisé en deux parties : la première s'attache à donner la pression puis les efforts magnétiques en fonction du courant injecté et de l'angle mécanique du rotor. La seconde correspond à la réponse mécanique du stator de la MRV en fonction des forces magnétiques : il s'agit d'une fonction de transfert accélération/force radiale. Dans la suite de son étude, F. Camus exploite ce modèle afin de définir une alimentation plus discrète pour les MRV en agissant sur la commande, et plus particulièrement sur la forme du courant : "sinus aplati" (figure 2.3), méthode de la double pente (figure 2.4), et variation lente du rapport cyclique (figure 2.5).

En collaboration avec F. Camus, Y. Collette [9] présente une méthode de compensation active par ajout d'un enroulement secondaire. Ce dernier crée une contre vibration à partir d'une information de bouclage correspondant à l'accélération obtenue par un accéléromètre piézoélectrique ou à la

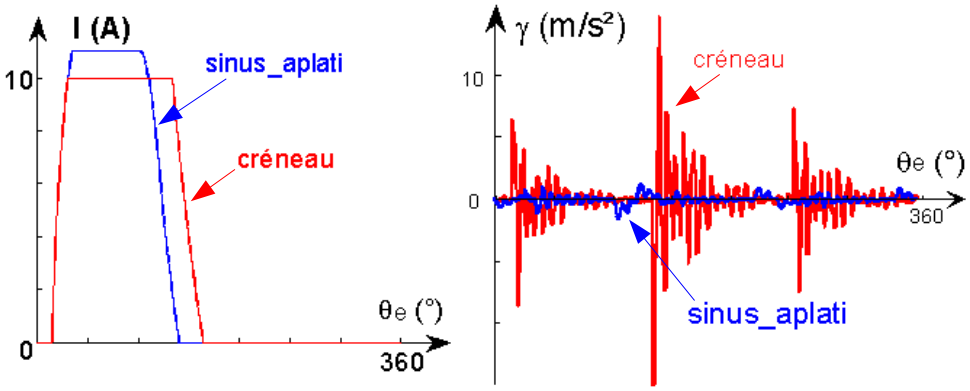


FIGURE 2.3 – Influence de la forme de courant en sinus aplati

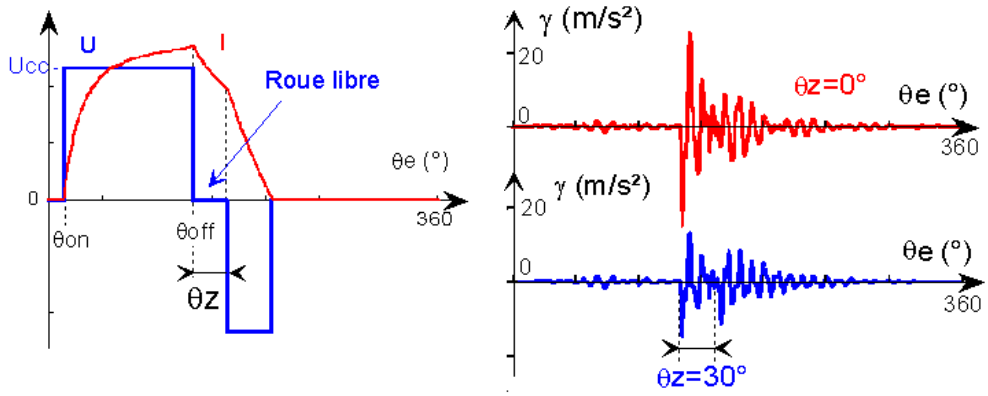


FIGURE 2.4 – Influence de la forme de courant en double pente

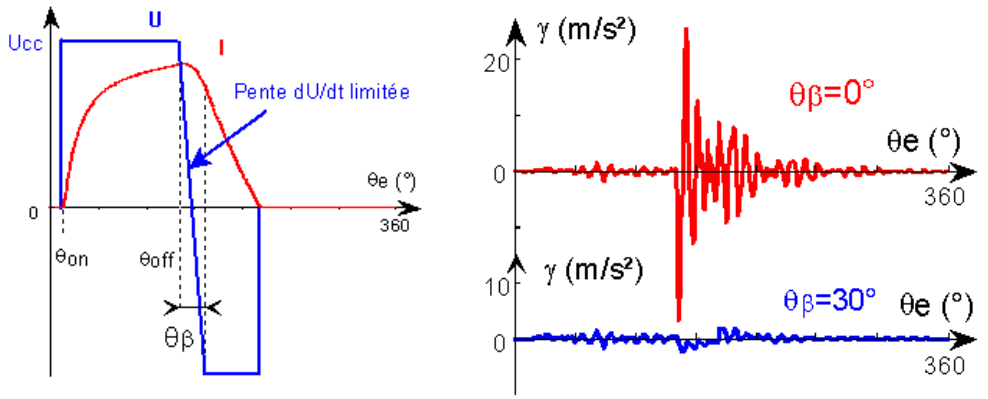


FIGURE 2.5 – Influence de la forme de courant avec rapport cyclique lentement variable

mesure du courant magnétisant.

Concernant l'influence de la géométrie, le travail de DEA de L. Pivette [10] étudie la diminution des vibrations en arrondissant les pôles du rotor. Dans le même esprit, S. Ayari [11] montre que l'inclinaison des encoches statoriques et/ou rotoriques peut permettre de supprimer certains harmoniques des forces radiales susceptibles d'exciter certains modes de vibration de la machine. Il observe ensuite les effets de l'excentricité rotorique sur les modes de vibration prépondérant en jouant sur une dissymétrie des entrefers.

J.-P. Hong [12] observe l'influence de la géométrie de plusieurs stators de MRV sur leur comportement mécanique. Les paramètres concernent l'aspect de la périphérie du stator et la géométrie des dents (figure 2.6). L'ensemble des résultats est obtenu par éléments-finis, et il termine par une validation expérimentale à l'aide d'un prototype.

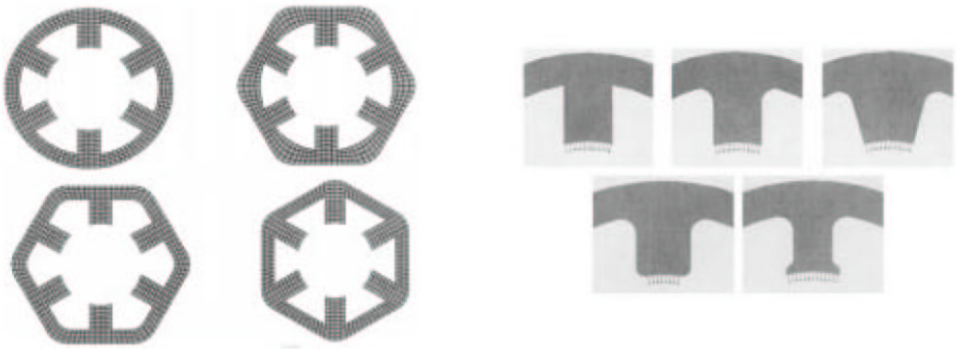


FIGURE 2.6 – Différentes géométries de test

Afin d'effectuer une première optimisation de la structure avant la construction d'un prototype, P.O. Rasmussen, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen,P.C. Kjaer et T.J.E. Miller décrivent en 1999 [13] un programme développé avec Borland Delphi. Ce dernier permet d'estimer et même d'entendre le bruit généré par une MRV. Le programme est basé sur des modèles vibratoires et acoustiques simplifiés, avec pour paramètres certaines dimensions de la géométrie de la machine. Il est comparé à l'expérience avec la mesure des niveaux de pressions sonores émis par les machines (sur deux MRV : une 6/4 et une 8/4), et ces résultats expérimentaux sont en accord avec ceux donnés par le programme.

Concernant les études sur la compensation active, J.P. Lecointe [14] montre par des essais expérimentaux la prépondérance du bruit d'origine magnétique par rapport aux bruits aérodynamique et mécanique. Il détermine de manière analytique les composantes d'induction puis des vibrations d'origine magnétique et compare les résultats avec l'expérience. Il donne un état de l'art sur les procédés de réduction du bruit magnétique, et propose une méthode dont le principe est de générer une force additionnelle à l'aide de bobines supplémentaires, disposées de la même manière que les enroulements principaux (figure 2.7). Cette méthode diffère de celle de Y. Collette, car les courants injectés dans les phases auxiliaires sont des créneaux, à une fréquence différente de celle des courants principaux.

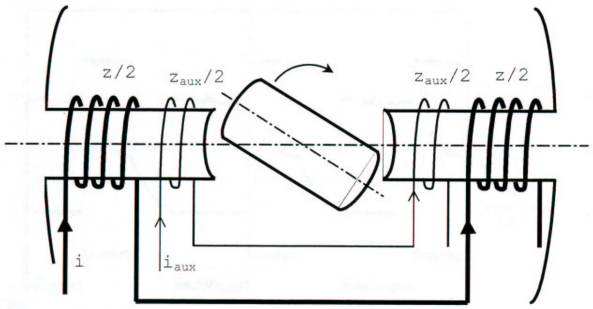


FIGURE 2.7 – bobinages auxiliaires pour la compensation active

2.1.3 Méthodes de calculs des fréquences de résonance

Parallèlement à toutes ces recherches sur la diminution du bruit acoustique, de nombreuses parutions se concentrent sur la détermination des fréquences de résonance des stators. Trois méthodes principales se distinguent : le développement d'expressions analytiques, les méthodes expérimentales se basant sur des relevés d'accélération au niveau de la surface extérieure de la structure et l'utilisation d'un code éléments-finis. La première solution présente l'avantage de donner rapidement une première estimation de la position des fréquences de résonance dans le spectre audible.

En 1995, Colby, Mottier et Miller [15] recherchent les fréquences de résonance d'une MRV 6/4 à l'aide de logiciels de calcul par éléments-finis, et montrent par l'expérience l'efficacité de cette méthode pour étudier les modes de vibrations des machines. A partir d'une approche énergétique, ils proposent une formule analytique permettant de calculer la fréquence de résonance du mode dominant (mode 2).

Les articles de W. Cai, P. Pillay, Z. Tang et A. Omekanda [16] présentent trois méthodes permettant de déterminer les coefficients d'amortissement et fréquences de résonance, et utilisent une MRV 8/6 pour application. La première méthode se base sur des relevés temporels de l'accélération du stator en fonctionnement (figure 2.8). La deuxième propose d'utiliser une décomposition en série de Fourier de résultats obtenus par calculs éléments-finis. Enfin, la dernière méthode est expérimentale, et consiste à exciter chaque mode séparément par des signaux sinusoïdaux.

C. Couturier, B. Cassoret, P. Witczak et J.F. Brudny [17] [18] obtiennent en se basant sur la théorie des poutres des expressions analytiques pour les fréquences de résonance en fonction du mode considéré. Les travaux de W. Cai, P. Pillay, Z. Tang [19] s'attachent à démontrer les effets des enroulements et des flasques sur le comportement mécanique du moteur (figure 2.9). D'après leurs résultats, la prise en compte des enroulements statoriques tend pour certains modes à augmenter les valeurs des fréquences de résonances, et peut amener une erreur de près de 40 % sur leurs estimations. Les flasques amènent à augmenter de 25 % les valeurs calculées dans certains cas.

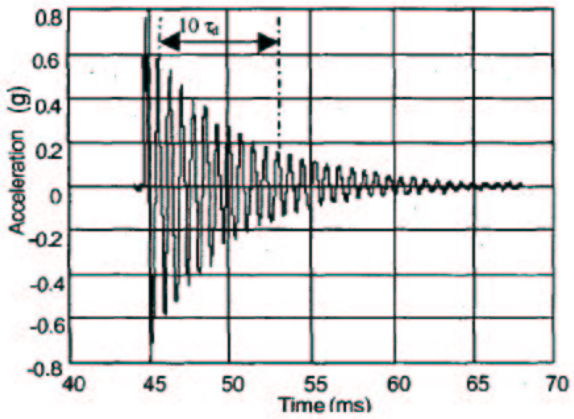


FIGURE 2.8 – Accélération temporelle permettant d'obtenir les paramètres mécaniques du moteur

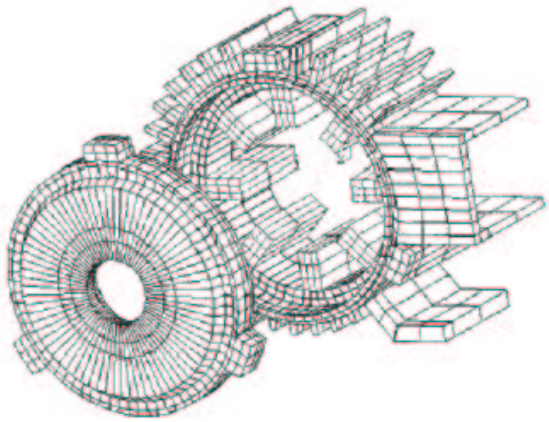


FIGURE 2.9 – MRV avec flasque

2.2 Compensation des vibrations à l'aide d'éléments piézoélectriques

Concernant les études sur l'amortissement des vibrations de poutres ou de plaques, de nombreux travaux ont été réalisés ces dernières années. Ils sont principalement divisés en trois domaines : les approches sont passives, actives, et entre ces deux solutions, semi-passive/semi-active. Nous nous intéresserons dans notre cas uniquement aux références traitant de la méthode active.

Les premiers pas du contrôle actif datent des années 1930 et concernent particulièrement les ondes sonores. Il faut attendre les années 1970 et le lancement des premiers programmes spatiaux pour que la commande active des structures flexibles se développe dans la recherche (partie automatique) pour limiter les vibrations mécaniques (forte amplitude, basse fréquence) qui dégradent les performances de la charge utile, voire la détruisent. Ce développement s'intensifie dans les années 1980 avec les progrès de l'informatique industrielle et notamment ceux des processeurs DSP. Quelques applications existent aujourd'hui au niveau industriel (comme les casques antibruit, les systèmes placés dans les ventilations d'air conditionné ou dans les cabines des passagers dans un avion...), mais la grande majorité n'est encore qu'au stade de développement, particulièrement pour le secteur spatial, l'avionique et l'automobile. Concernant les vibrations, les encombrements et masses supplémentaires apportés par les capteurs et actionneurs nécessaires au contrôle actif ont freiné le développement de nombreuses applications. Ce n'est que récemment, depuis une dizaine d'années, que l'utilisation de transducteurs à base de matériaux piézo-électriques a permis des avancées dans de nombreuses applications.

Ce domaine de recherche requiert des notions d'acoustique, d'automatique et de traitement du signal, et regroupe ainsi des spécialistes de ces différents thématiques. Les actionneurs utilisés dans l'ensemble des études ont deux champs d'applications distincts : ceux agissant au niveau acoustique (haut-parleurs dans le rôle d'une seconde source sonore contrôlable) et ceux agissant au niveau vibratoire (piézoélectriques ou autres), qui permettent en général d'avoir une réduction du bruit plus importante. Nous présentons par la suite les premiers travaux réalisés sur le sujet, et quelques parutions récentes sur différentes applications.

2.2.1 Premières études de contrôle actif

En 1934, un brevet de P. Lueg [20] décrit le principe d'un dispositif de contrôle actif de bruit dans un conduit. Le principe nécessite un microphone qui mesure le champ sonore indésirable, et envoie un signal à un haut-parleur placé judicieusement pour qu'il produise une onde s'opposant à l'onde incidente, et le bruit s'en trouve ainsi diminué (figure 2.10). Cette approche illustre l'un des deux principaux types de contrôle, à savoir le *feedforward*.

En 1953, Olson et May [21] développent un dispositif où le microphone de détection est placé au niveau du haut-parleur de contrôle, la détection et l'atténuation se font au même emplacement. Cette approche ressemble plus aux méthodes de contrôle habituelles, on parle alors de *feedback*.

L'électronique analogique limitant l'utilisation d'algorithmes de contrôle complexes est ensuite lentement remplacée par des dispositifs plus performants, particulièrement avec l'avènement des filtres puis des processeurs DSP (début des années 1980).

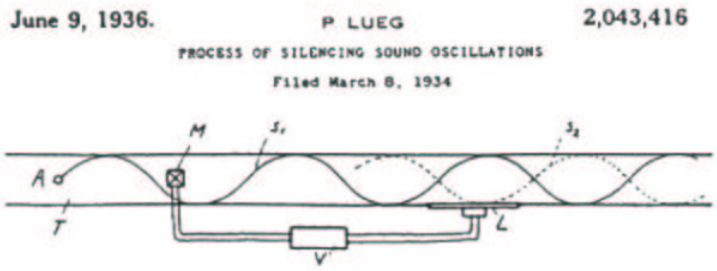


FIGURE 2.10 – Premier principe sur le contrôle actif

2.2.2 Travaux sur poutres ou plaques

Concernant les plaques et poutres, les parutions commencent au début des années 1990. Clark et Fuller [22] s'interrogent sur l'utilisation de pastilles piézoélectriques comme actionneurs pour les problèmes de vibrations, et présentent des résultats expérimentaux concernant le contrôle du son émis par une plaque rectangulaire. Les actionneurs utilisés sont des pastilles piézoélectriques localisées sur la plaque, et les deux chercheurs comparent l'utilisation de capteurs piézoélectriques avec celle de microphones. Ils obtiennent des diminutions de 45 dB du champ sonore sur deux modes propres de la poutre et suggèrent d'optimiser le placement des capteurs piézoélectriques pour améliorer la réduction du bruit. Dans la même période, Wang et al [23] étudient les effets d'actionneurs piézoélectriques indépendants placés sur une plaque : effets des dimensions, du nombre et du positionnement des actionneurs. Ils montrent que l'augmentation du nombre d'actionneurs permet un meilleur contrôle du niveau sonore, que le placement des pastilles affecte significativement les réductions obtenues, contrairement aux modifications des dimensions dont les effets sont plus réduits.

Fuller et Von Flotow proposent alors en 1995 un état de l'art sur le contrôle actif du bruit et des vibrations [24], en référençant les différentes méthodes d'utilisation du feedforward et du feedback. Ils classifient les différentes applications suivant les difficultés d'utilisation d'un contrôle actif : niveau d'amortissement, répartition spatiale et spectrale (figure 2.11). Ils présentent ensuite les principales applications pratiques en précisant les types de contrôle adaptés.

Après un aperçu des principales applications concrètes du contrôle actif, N. Rizet propose dans son mémoire de thèse [25] un contrôle actif des vibrations d'une poutre utilisant des matériaux piézoélectriques (figure 2.12). Il présente les principaux outils des automaticiens utilisés pour ce type de contrôle (par rétroaction -feedback- ou par anticipation -feedforward-) : contrôle LQR, contrôle modal, et LMS ou LMS récursif. Il se base sur une modélisation analytique de l'actionneur piézoélectrique pour effectuer des simulations numériques afin d'optimiser le placement et le dimensionnement des pastilles piézoélectriques. Les dernières parties présentent les résultats obtenus expérimentalement avec les méthodes de contrôle modernes.

Dans leurs thèses, S. Leleu [26] et S. Tliba [27] se préoccupent des détériorations subies par des circuits imprimés embarqués à bord de véhicules aéronautiques, sur lesquels les pistes en cuivre se fissurent à cause des vibrations, et se propose d'utiliser un système à base de piézoélectriques pour les limiter. Pour leurss travaux, ils comparent une modélisation de la structure flexible (une plaque)

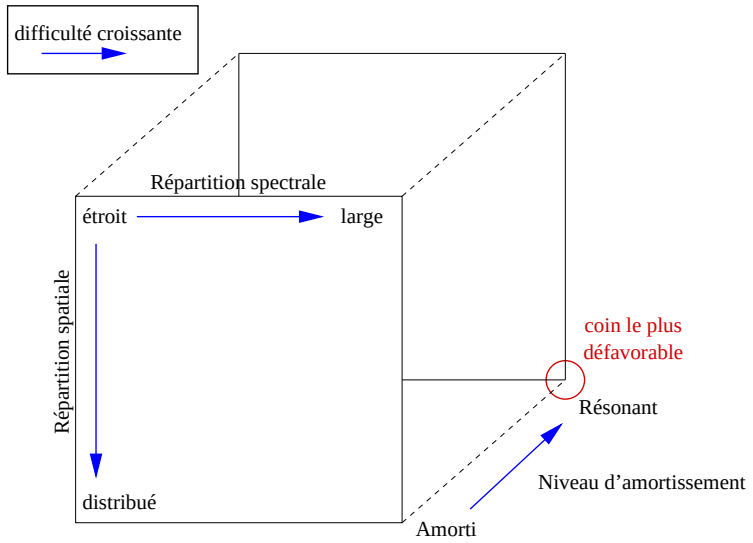


FIGURE 2.11 – Paramètres jouant sur la difficulté de mise en place d'un contrôle actif de bruit

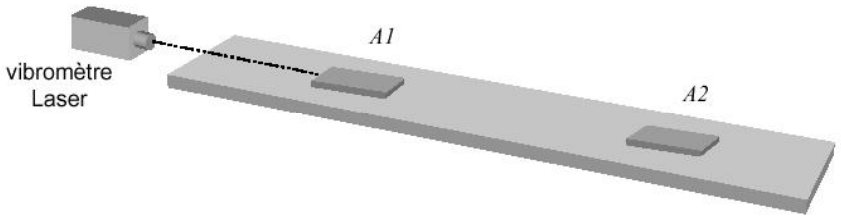


FIGURE 2.12 – Compensation active d'une poutre

obtenue à l'aide d'un code éléments-finis et une modélisation analytique utilisant les fonctions de Ritz. Des modélisations de l'actionneur et du capteur piézoélectriques sont proposées pour le placement optimal à partir de critères énergétiques et numériques. Le dispositif expérimental (plaque encastrée, figure 2.13) est ensuite utilisé pour étudier plusieurs lois de commande : approche H_∞ par loop-shaping, régulation linéaire quadratique et approche par modes glissants.

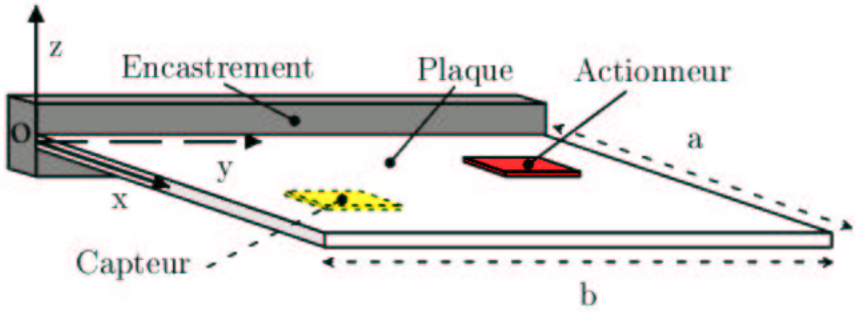


FIGURE 2.13 – Compensation active d'une plaque

Parallèlement, plusieurs approches ont été développées concernant les modélisations des effets des actionneurs piézoélectriques sur une structure, afin de déterminer les déformations obtenues pour une excitation donnée. Citons les deux suivantes :

Kim et Jones proposent une formulation du moment de courbure généré par les actionneurs collés sur une structure en fonction des propriétés mécaniques et des épaisseurs de l'actionneur et de la structure [28] [29]. Ils montrent qu'il existe une valeur optimale pour le rapport épaisseur actionneur sur épaisseur structure : environ 0,5 pour une structure en acier et 0,25 pour une structure en aluminium.

F. Lalande, Z. Chaudhry et C.A. Rogers [30] proposent un modèle représentant l'action des contraintes imposées par des actionneurs sous forme de pastilles (par exemple des matériaux piézoélectriques) collés sur la surface d'un cylindre. Ce modèle est obtenu à partir de la théorie de Donnell, et permet d'estimer les courbures engendrées sur le cylindre par les effets des actionneurs. Ils utilisent ensuite la méthode des éléments-finis pour valider les résultats obtenus. Ces travaux ont notamment été utilisés pour des études de diminution de bruit au décollage de fusées à l'aide de pastilles piézoélectriques par C. Niezrecki [31].

2.2.3 Autres applications

Soulevant les problèmes apportés par les murs antibruit (prix, maintenance, refroidissement moins aisé) pour les transformateurs de puissance, Xun Li [32] se propose d'étudier la faisabilité d'un contrôle actif à base d'actionneurs, dont les piézoélectriques. Dans ses travaux, il utilise des stratégies de "champ proche", qui s'attachent à minimiser la somme des intensités sonores ou la somme des carrés des pressions sonores. Le positionnement des capteurs et des actionneurs est réalisé à partir d'un algorithme génétique.

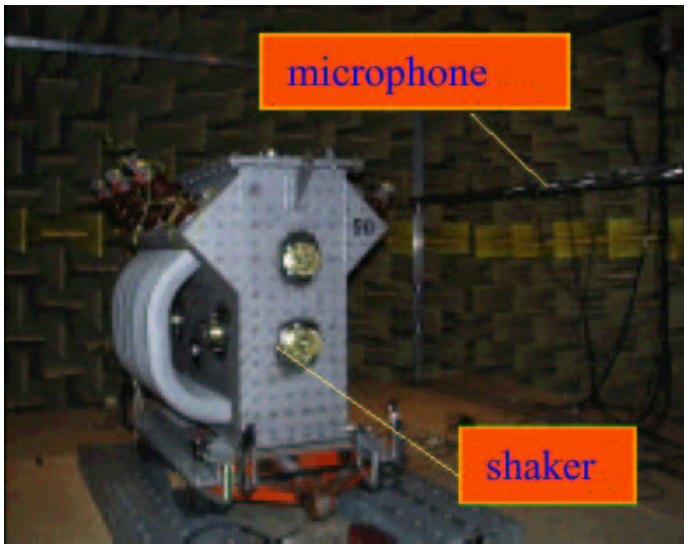


FIGURE 2.14 – Compensation active pour un transformateur de puissance

Pour citer d'autres applications concrètes de la diminution de l'intensité sonore par contrôle actif, on peut se reporter à l'article de S.J. Elliot [33] qui vulgarise les recherches dans ce domaine : diminution du bruit dans l'habitacle d'un véhicule ou dans les cabines passagers des avions, casques antibruit...(figure 2.15). Cette dernière application est par ailleurs l'une des plus citées dans les références concernant des essais avec contrôle actif. R. Boaz lui consacre un article [34] présentant les résultats obtenus avec les essais en passif, feedback analogique et numérique, feedforward. Il présente rapidement une possibilité de combiner ces systèmes pour obtenir un contrôle de type *feedforback*.

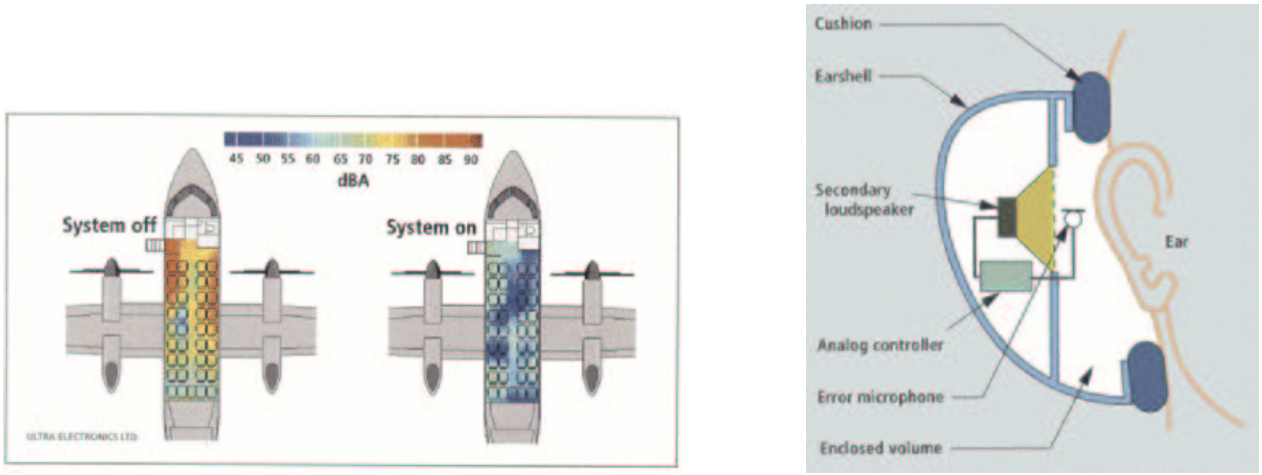


FIGURE 2.15 – Différentes applications pour le contrôle actif

2.3 Brevets

Le brevet déposé par H. Jonoguchi et la société Toshiba [2] est à notre connaissance la seule autre étude sur la diminution du bruit émis par une machine à réluctance variable à l'aide de pastilles piézoélectriques. Plus précisement, ce brevet concerne la diminution du bruit émis par les vibrations des dents d'une machine électrique à l'aide d'actionneurs piézoélectriques. Ces derniers sont placés dans la direction axiale sur les deux côtés des extrémités des dents (figure 2.16). Plusieurs actionneurs sont fixés avec alternativement des possibilités de vibration dans la direction radiale et dans la direction tangentielle. Les pastilles sont alimentées à partir de la commande du moteur, par l'intermédiaire d'un circuit déphaseur, et vibrent en opposition de phase par rapport à la vibration des dents. Le son qu'ils génèrent permet alors de limiter le niveau de bruit global.

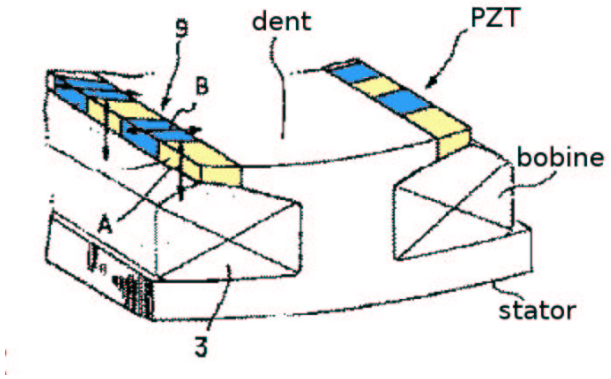


FIGURE 2.16 – Placement des pastilles pour le brevet japonais

Les différences avec la solution développée dans ce mémoire sont les suivantes :

- le placement des pastilles piézoélectriques : pour notre solution, les actionneurs piézoélectriques sont placés sur la surface extérieure du stator, pas sur les dents statoriques. Le nombre de pastilles nécessaires semble plus important dans la solution du brevet japonais. Ces deux points laissent penser que cette solution serait plus délicate à mettre en œvre.
- l'action des pastilles piézoélectriques : notre solution permet de limiter les déplacements radiaux de l'ensemble de la surface extérieure du stator, principale cause du bruit émis par la machine, et n'a donc pas une action ciblée au niveau de ses dents. Le placement des pastilles et leur commande permettent dans notre cas de contrer les déformations de tout mode propre de vibration (mode 2 de vibration par exemple).
- la commande des actionneurs piézoélectriques : pour notre solution, la diminution des vibrations nécessite la mise en place d'une régulation basée sur une mesure permettant de quantifier la déformation du stator. De cette manière, les vibrations peuvent être contrées quelle que soit leur origine, en particulier celles d'origine magnétique qui ne déforment pas forcément les dents statoriques. La solution proposée dans le brevet japonais s'utilise en boucle ouverte, avec un circuit déphaseur, et se concentre uniquement sur les vibrations ayant pour origine les forces magnétiques.

Ces différences étant importantes, une demande de dépôt de brevet international a été déposée pour la solution proposée dans ce mémoire (demande de brevet n°0409364).

Le travail exposé dans ce mémoire s'appuie donc sur ces deux sujets de recherche, et nous retrouverons ainsi deux parties principales. La première s'attache à présenter ce qui est connu sur le comportement mécanique (aspect vibratoire) de la machine à réluctance variable : génération des forces électromagnétiques et des vibrations résultantes, modes propres et fréquences de résonances associées, modèle vibratoire simple, choix des modes à compenser pour la MRV en fonctionnement. La seconde partie détaille la méthode originale proposée pour la compensation : placement et dimensionnement des actionneurs piézoélectriques, simulations et résultats expérimentaux.

Deuxième partie

Le bruit dans les machines à réluctance variable

Chapitre 1

Introduction

Cette partie se propose d'expliquer les principales causes du bruit émis par les machines à réluctance variable (MRV), en commençant par en recenser les différentes origines. Nous nous attacherons tout particulièrement au bruit d'origine magnétique en détaillant la manière dont les courants injectés dans les phases de la machine conduisent aux vibrations de la structure responsables du bruit.

1.1 Présentation de la machine étudiée

La machine à réluctance variable présente l'avantage d'avoir la structure la plus simple des machines tournantes. Son rotor possède un nombre de dents N_r et n'est constitué que de tôles magnétiques, donc sans excitation (absence de balais). Le stator à bobinages concentriques, constitué lui aussi de tôles magnétiques, possède un nombre de dents N_s. Les couples N_s/N_r les plus fréquemment rencontrés sont 6/4, 12/8 et 24/16. Cette constitution donne des possibilités de travail dans des conditions extrêmes. Cette machine est cependant reconnue pour être bruyante en comparaison des autres types de machines. Ce défaut pénalise son utilisation dans certains domaines pour lesquels elle semble pourtant particulièrement dédiée, en particulier les applications à vitesse ou température élevée. Nous avons retenu pour cette étude une machine de petites dimensions, dont l'épaisseur de culasse est de 5,5 mm. Il s'agit d'une structure 6/4, donc avec 6 dents au stator et 4 au rotor. Ses principales caractéristiques sont présentées dans le tableau 1.1, et un schéma de principe est donnée sur la figure 1.1.

diamètre rotor	34 mm
diamètre stator	63 mm
longueur active	61 mm
entrefer	0,4 mm
épaisseur culasse	5,5 mm

TABLEAU 1.1 – Principales caractéristiques de la machine retenue

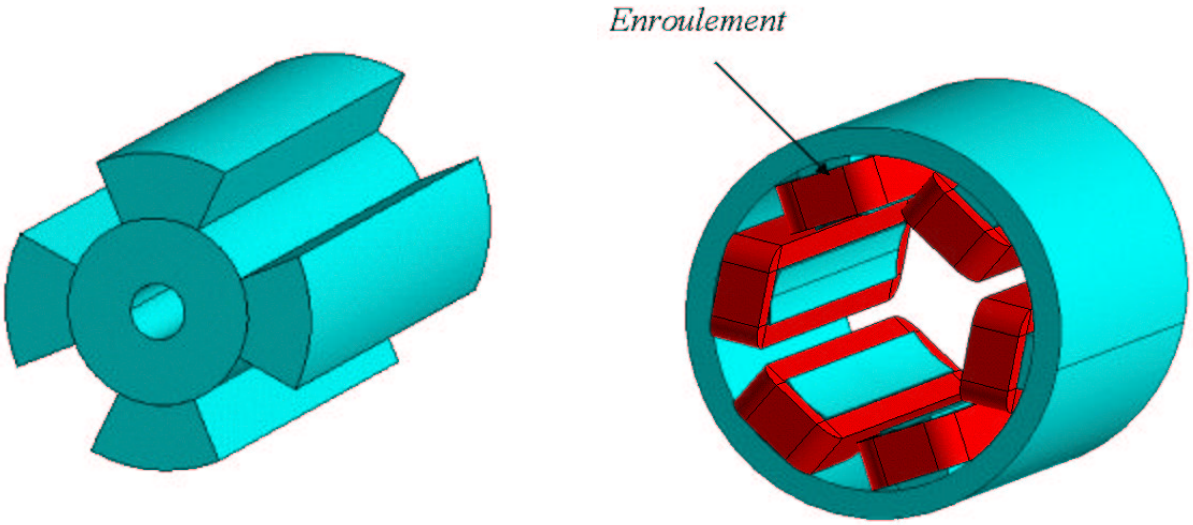


FIGURE 1.1 – Rotor et stator de la MRV étudiée

Afin de réduire les pertes par courants de Foucault, la structure est feuilletée. Le matériau magnétique est composé de Fer-Silicium, avec un module d'élasticité (module d'Young) de $2.10^{11} N/m^2$, un coefficient de Poisson de 0,3 et une masse volumique de 7700 kg/m^3.

1.2 Généralités sur le bruit acoustique

Le bruit est un "phénomène acoustique produisant une sensation auditive considérée comme désagréable ou gênante" [1]. Il correspond à une variation de pression de l'air, ressentie par l'oreille humaine si sa fréquence est comprise dans un certain spectre (d'environ 20 Hz à 20 kHz pour une bonne oreille) et si le niveau de pression acoustique est suffisant. Le rapport entre la pression acoustique maximale que notre oreille peut supporter sans douleur et la pression de référence qui représente le seuil d'audibilité -0 décibel acoustique dB(A)- est de l'ordre d'un million. Ainsi, la mesure nécessite une échelle logarithmique, le niveau sonore s'exprimant alors en décibels. La douleur apparaît à 120 dB(A), mais un travail quotidien dans une ambiance sonore dépassant 85 dB(A) est suffisant pour entraîner une surdité progressive. L'origine du bruit provient dans le cas général soit de la déformation d'une pièce mécanique comme un haut-parleur, soit d'un déplacement, comme dans l'exemple d'un ventilateur en rotation. Bien évidement, le milieu de déplacement de l'onde sonore ainsi que la distance séparant la cause et le récepteur ont leur importance. Le schéma synoptique de la figure 1.2 présente la chaîne classique d'un problème de vibro-acoustique [35].

Dans ce rapport, nous nous focalisons sur les aspects physiques de ce schéma.

1.3 Origines du bruit dans une machine électrique tournante

Les différentes origines du bruit total généré par une machine électrique en fonctionnement sont de natures très diverses, et l'importance de chacune peut varier suivant le mode de fonctionnement

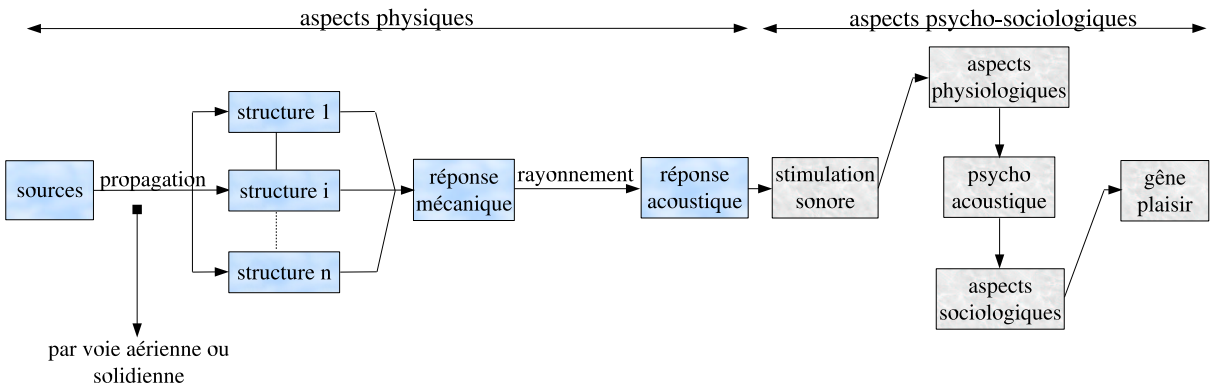


FIGURE 1.2 – Schéma synoptique de la chaîne classique d'un problème de vibro-acoustique

de la machine. Les grandes familles que l'on retrouve pour toute machine électrique tournante sont les suivantes :

- le bruit d'origine aérodynamique : ce bruit est lié aux déplacements de l'air dus aux déplacements des parties mobiles de la machine, comme au niveau de la périphérie d'un rotor ou d'un ventilateur (bruit de turbulence), ou du déplacement de l'air sur des obstacles (bruit de sirène). Il est fortement lié à la vitesse de rotation de la pièce, et a une importance prépondérante quand la vitesse devient importante.
- le bruit d'origine électromagnétique : ce bruit est conséquent aux vibrations de la structure dues aux forces magnétiques apparaissant à l'application d'un courant dans le bobinage. Ces bruits proviennent principalement du champ électromagnétique localisé au niveau de l'entrefer (champ d'entrefer). C'est particulièrement dans les basses vitesses que ce type de bruit est prépondérant.
- le bruit dû aux frottements mécaniques nécessairement présents dans une application réelle : ce type de bruit se retrouve par exemple au niveau des roulements ou paliers lisses, causé par les chocs dus à des défauts de forme des éléments roulants ou des bagues, ou bien au niveau du collecteur d'une MCC (bruit de commutation)...

Concernant une machine tournante, nous pouvons retenir que l'importance relative des différentes sollicitations dépend principalement de la vitesse de rotation. Pour des vitesses faibles, ce sont essentiellement les aspects mécaniques et magnétiques qui interviennent. Pour des vitesses moyennes, les sources prépondérantes sont magnétiques et aérodynamiques. En haute vitesse, les sollicitations aérodynamiques sont la principale source du bruit émis. Le schéma présenté dans la figure 1.3 se propose d'illustrer les cheminements du bruit sur une machine ouverte.

Il est évidemment difficile en écoutant le bruit total émis par une machine d'en déduire les proportions de chaque origine. Cependant, ces différents bruits ont généralement une signature acoustique propre qui permet, dans une certaine mesure, de les différencier. On peut citer par exemple le cas d'un ventilateur dont le spectre du bruit émis se présente comme un spectre de raies dépendant du nombre de pâles et de sa vitesse de rotation. De même, le bruit magnétique d'une machine sans aimant disparaît si l'on coupe son alimentation. Le tableau 1.2 présente les caractéristiques de ces différents types de bruit.

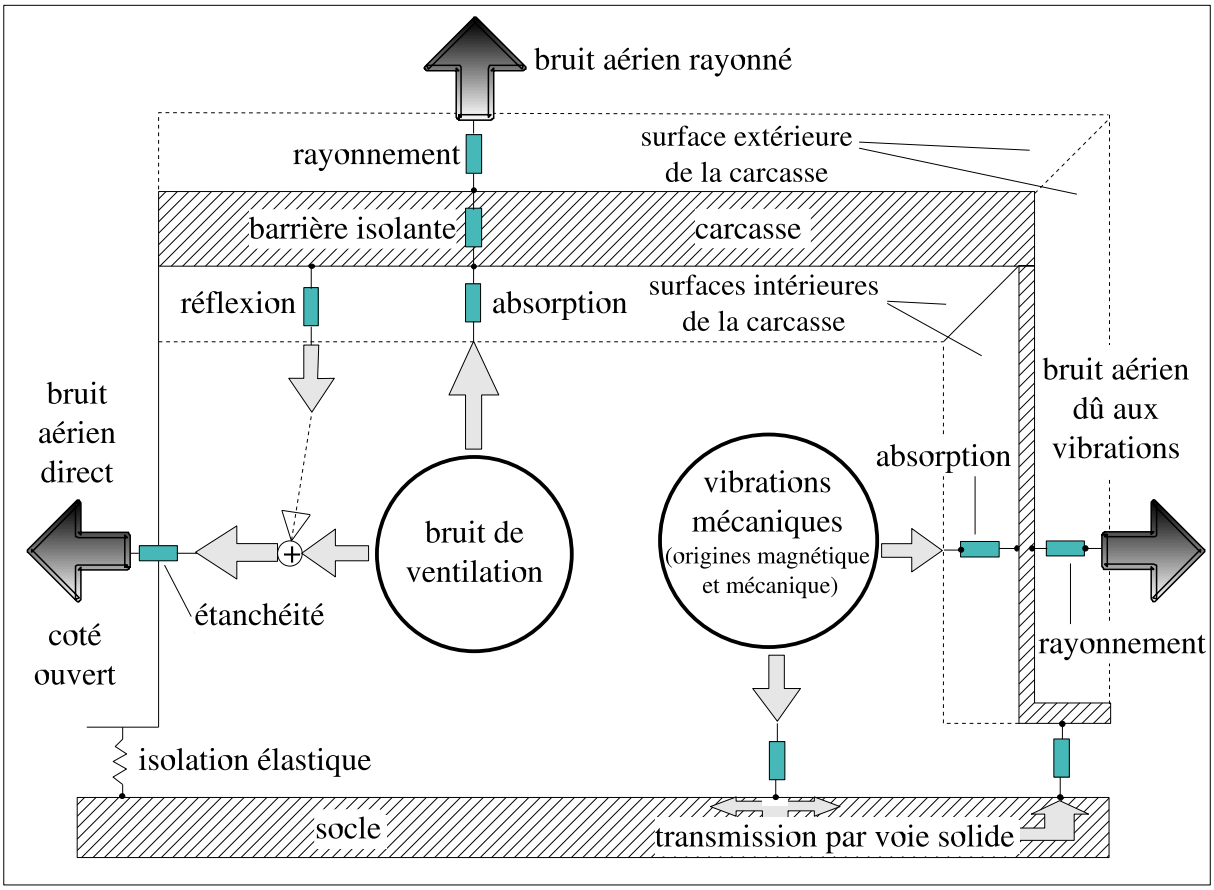


FIGURE 1.3 – Cheminement du bruit d'une machine électrique

Classification	Bruits d'origine ÉLECTROMAGNÉTIQUE	Bruits d'origine AÉRODYNAMIQUE			Bruits d'origine MÉCANIQUE
		Bruits à large bande	Bruits à fréquence discrète		
			Bruits de sirène	Sons purs	
Mécanisme de production	Harmoniques d'induction dans l'entrefer de la machine dus à la répartition du bobinage à la forme du rotor et du stator, et à l'allure du courant d'alimentation ↓ Harmoniques de force (ondes de force) ↓ Déformations mécaniques de la tôlerie et de la carcasse (vibrations forcées ou de résonance) ↓ Bruit aérien	Rotation dans l'air d'éléments de la construction ↓ Formation de tourbillons, variations non périodiques de la pression de l'air ↓ Bruit aérien	Mouvement relatif des éléments tournants et fixes de la construction ↓ Variations périodiques de la pression de l'air ↓ Bruit aérien	Mise en résonance d'espaces creux ↓ Variations périodiques de la pression de l'air ↓ Bruit aérien	Frottements entre pièces fixes et mobiles, balourds ↓ Chocs ou vibrations mécaniques périodiques et non périodiques ↓ Bruit aérien
Nature du bruit	Une ou plusieurs tonalités pures	Bruit aléatoire	Une ou plusieurs tonalités pures	Une ou plusieurs tonalités pures	Une ou plusieurs tonalités pures ou bruit aléatoire
Fréquence du son	Proportionnelle ou indépendante de la vitesse de rotation		Proportionnelle à la vitesse de rotation	Indépendante de la vitesse de rotation	En général, proportionnelle à la vitesse de rotation
Sources du bruit	Eléments vibrants de la construction (carcasse)	Généralement espace d'air à l'intérieur de la machine			Principalement éléments vibrants de la construction

TABLEAU 1.2 – Caractéristiques du bruit suivant son origine

Ainsi, l'analyse du bruit ou du comportement vibratoire d'une machine est utilisée pour en effectuer le diagnostique, permettant ainsi une maintenance préventive (vieillissement des roulements, défauts d'alignement...) [36].

1.4 Le bruit d'origine magnétique

Plusieurs études ([35], [4], [8]) ont montré que le bruit prépondérant en basse vitesse est celui provenant des efforts magnétiques présents dans la machine. Suivant la méthode de commande d'alimentation, le profil de forces magnétiques résultant de l'induction à l'intérieur de la machine va tendre plus ou moins à la déformer. La déformation du stator a une importance prépondérante, car elle entraîne des vibrations de l'air entourant la machine. L'onde sonore se propage alors dans toutes les directions, générant ainsi le bruit acoustique. Le bruit conséquent aux déformations du rotor reste limité car il est confiné dans la machine. La figure 1.4 présente la partie physique du schéma synoptique représenté sur la figure 1.2 appliqué au problème de la génération du bruit magnétique d'une MRV, avec les systèmes d'équations associées à chaque bloc.

Ces différents blocs sont développés dans les parties suivantes en considérant le modèle de la MRV 6/4 choisie pour l'étude.

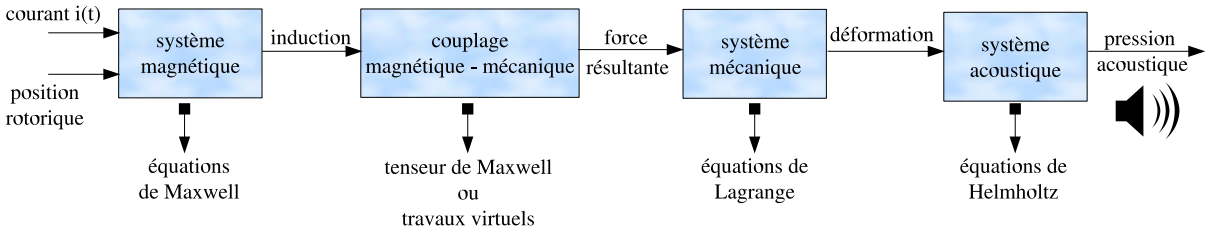


FIGURE 1.4 – Schéma synoptique de la génération de bruit dans une MRV : couplage des phénomènes

Chapitre 2

Aspects électromagnétiques

Afin de connaître plus précisément les causes du bruit d'origine magnétique, nous revenons dans cette partie sur le fonctionnement des machines à réluctance variable. Le but est de montrer les liaisons entre l'alimentation de la machine et les vibrations de la structure engendrant le bruit acoustique. Le principe d'alimentation d'une MRV est d'injecter un courant défini suivant la position du rotor de manière à atteindre un objectif choisi (couple, vitesse...). Il s'agit donc d'une machine autopilotée, qui est commandée à partir d'un onduleur. La commande en courant de la machine est utilisée pour un fonctionnement en basse vitesse (en dessous de la vitesse de base), elle est remplacée par une commande en pleine onde de tension pour des vitesses supérieures. Dans l'étude qui suit, nous détaillons la première partie du schéma synoptique présenté à la fin de la partie précédente, nous expliquons donc comment l'excitation en courant conduit aux forces électromagnétiques responsables des déformations du stator. Nous supposons dans les parties qui suivent que le système magnétique a un comportement linéaire : l'induction est ainsi directement proportionnelle au champ magnétique (pas de saturation ni de phénomène d'hystérésis). Une grande partie des calculs effectués est ramenée à des problèmes plans en considérant une coupe perpendiculaire à l'axe de la machine. Nous supposons alors que sa longueur est suffisante pour que le comportement ne varie que très peu suivant la direction axiale.

2.1 Alimentation avec des courants sinusoïdaux

Dans un premier temps, nous réalisons une étude avec un code éléments-finis des conséquences d'un courant sinusoïdal injecté dans les deux bobines diamétralement opposées d'une même phase. Le modèle en deux dimensions de la MRV avec les différents bobinages est donné sur la figure 2.2. Des densités de courant sinusoïdales sont alors imposées dans les bobinages de la phase considérée (figure 2.2), engendrant une répartition du champ magnétique dans la structure. En considérant la machine avec le rotor en position de conjonction, le tracé des lignes de champs correspondantes est présenté sur la figure 2.3.

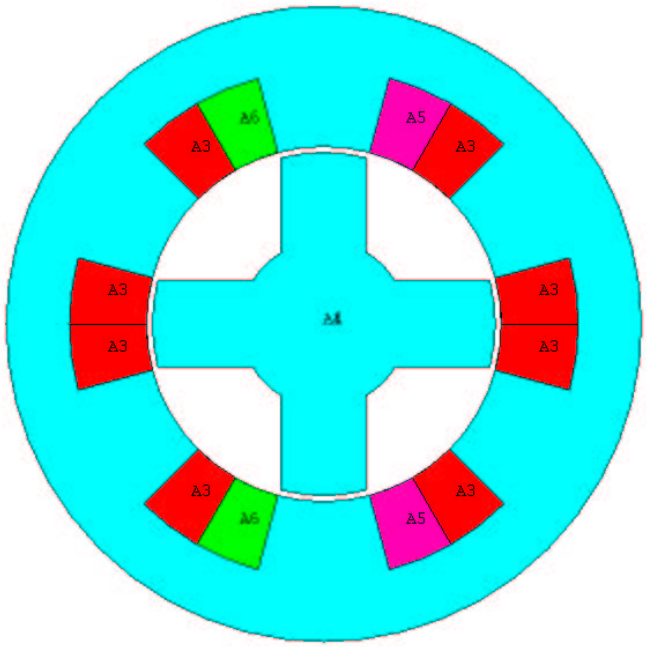
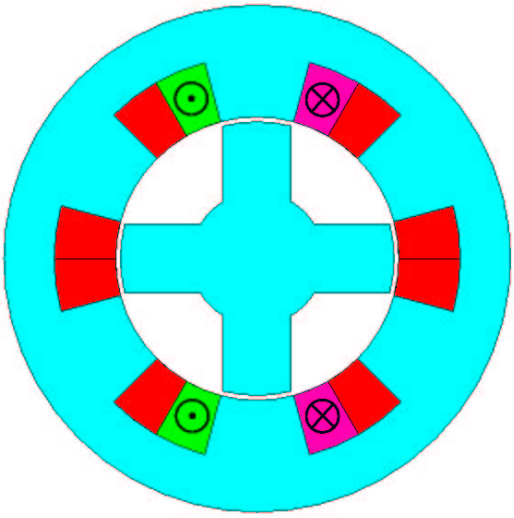


FIGURE 2.1 – Modèle de la MRV 6/4 pour les calculs E.F.



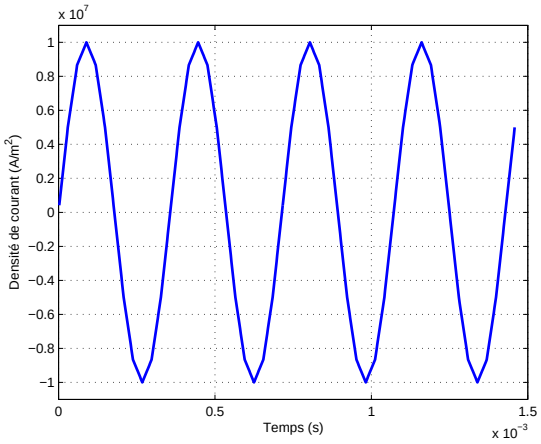


FIGURE 2.2 – Densités de courant imposées dans le bobinage de la phase 1

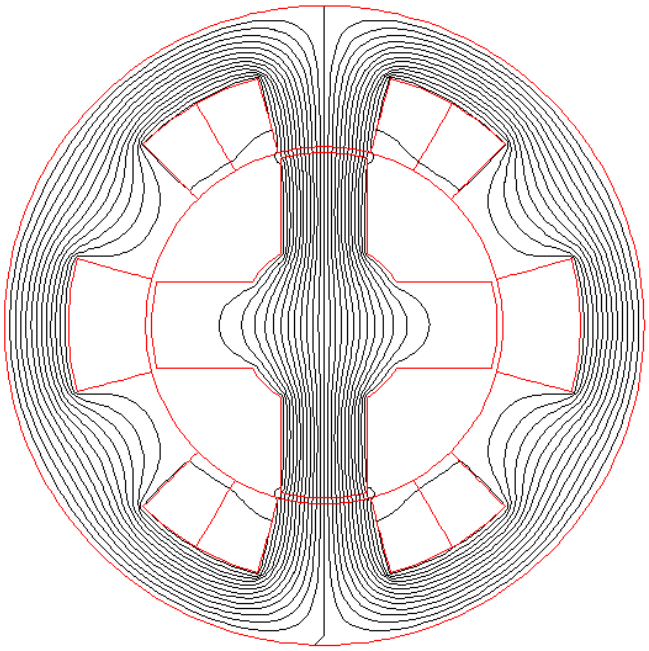


FIGURE 2.3 – Lignes de champs en position de conjonction

Comme les lignes de champs suivent le chemin de réluctance minimale, très peu passent par les dents des phases non excitées. L'induction correspondante est présentée sur la figure 2.4, avec son allure temporelle au niveau d'un point situé dans l'entrefer, pour les densités de courant précédentes et le rotor en position de conjonction.

En considérant le régime linéaire et la position de conjonction, cette induction est proportionnelle au courant imposé dans les bobinages, comme l'indique le théorème d'Ampère appliqué le long d'une ligne de champ (équation 2.1). Pour une densité de courant de 10 A/mm^2, elle a ici une valeur efficace de 0.85 T, avec une valeur moyenne nulle et une fréquence identique à celle du courant imposé.

$$\int_L H dl \simeq 2H_e(t)e = Ni(t) \tag{2.1}$$

avec H le champ magnétique, N le nombre de spires, e l'entrefer et $i(t)$ le courant injecté.

Les figures 2.5 donnent la distribution des lignes de champ pour une position intermédiaire et pour la position d'opposition.

Le champ magnétique engendre alors dans chaque partie de la structure (dans le matériau magnétique au niveau de l'entrefer mais aussi dans les bobinages) des efforts magnétiques, dont la répartition dépend de la position du rotor. Ces derniers ont plusieurs conséquences : d'une part celle utile à la machine, i.e. la création du couple, et d'autre part une beaucoup moins intéressante qui est la déformation de la machine. Pour ce qui est des conducteurs, la force de Laplace conduit à des

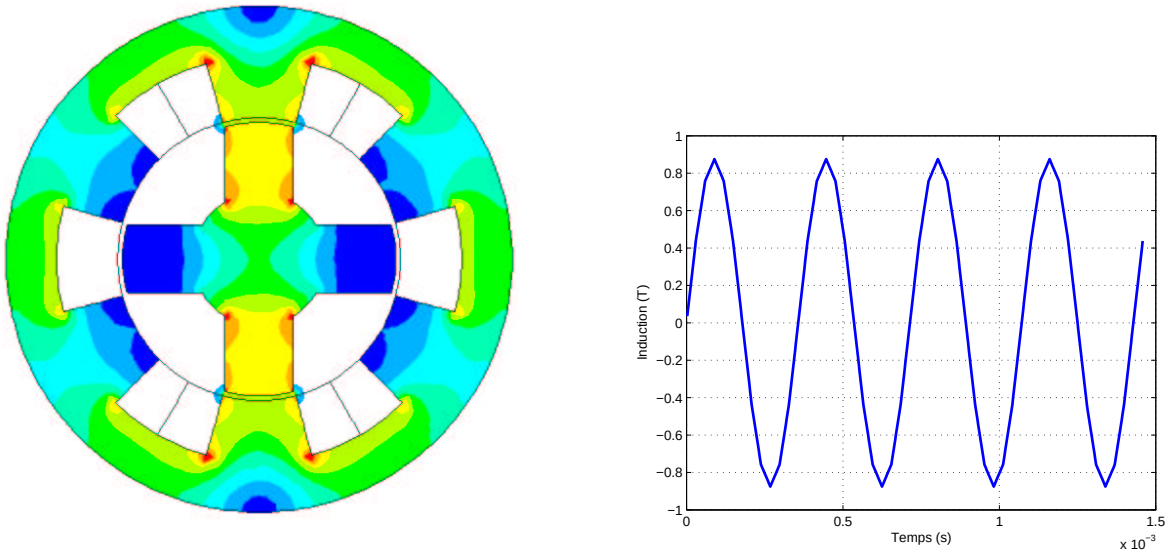


FIGURE 2.4 – Répartition de l'induction magnétique en position de conjonction et allure temporelle

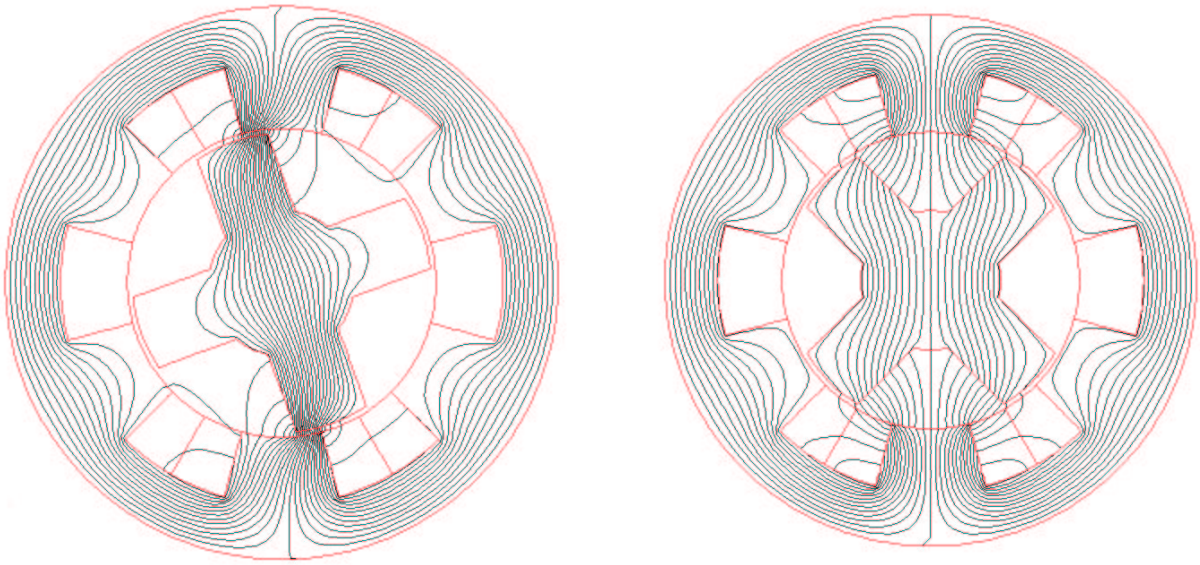


FIGURE 2.5 – Lignes de champ en position intermédiaire et en opposition

efforts négligeables face aux efforts magnétiques. En effet, les lignes de flux traversant les encoches ne sont que des fuites magnétiques. F. Camus [8] a montré que pour une MRV, la résultante des forces de Laplace est maximale en position d'opposition et garde une valeur relativement faible par rapport à la force magnétique globale. De même, le bruit généré par les forces magnétostrictives dans les tôles sera négligé par la suite. Concernant les efforts dans le matériau magnétique, de nombreuses formulations peuvent être utilisées, permettant d'obtenir une distribution de la force. Si toutes n'amènent pas à la même distribution locale, les efforts globaux sont eux égaux. Nous pouvons par exemple utiliser le tenseur de Maxwell ou bien le principe des travaux virtuels appliqué localement :

$$F_{mag} = -(\frac{\partial W_{em}}{\partial u})_{\varphi=cste} \tag{2.2}$$

avec W_{em} l'énergie magnétostatique et u les déformations à flux φ constant. Il résulte de cette formulation que les efforts surfaciques sont dirigés des matériaux magnétiques vers l'air, et sont normaux à la surface de séparation. Dans un régime linéaire, cette formulation amène à l'expression plus simple à utiliser faisant intervenir la pression locale P_n normale à la surface de séparation fer/air, en fonction de la composante normale d'induction B_n, de la composante tangentielle du champ magnétique H_t et de la permeabilité du fer et de l'air (figure 2.6) :

$$P_n = \frac{1}{2}(B_n^2(\frac{1}{\mu_{air}} - \frac{1}{\mu_{fer}}) - H_t^2(\mu_{air} - \mu_{fer})) \tag{2.3}$$

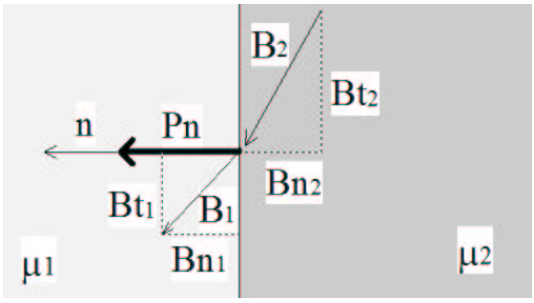


FIGURE 2.6 – Pression électromagnétique à l'interface entre deux matériaux

Pour un circuit magnétique de forte perméabilité, cette équation revient à :

$$P_n = \frac{1}{2}(\frac{B_n^2}{\mu_{air}}) \tag{2.4}$$

Les calculs présentés par F. Camus [8] montrent l'influence de la position du rotor sur la répartition de cette pression locale. Il en ressort que cette pression normale est élevée sur la partie de la dent statorique en vis à vis de la dent rotorique. Il continue son étude en décomposant les pressions normales en composantes radiales et tangentielles. La partie radiale correspond à la majeure partie des efforts et n'est pas utile à la rotation du moteur, c'est elle qui entraîne la déformation du stator. La partie tangentielle (dont la résultante a pour conséquence la création du couple) est présente sur les flancs de la dent quand le rotor n'est pas en position de conjonction. La figure 2.7 présente les allures à un instant fixé des composantes radiales et tangentielles de la pression normale sur le contour de la dent statorique, où l'intervalle [E-S] correspond à la partie circulaire de la dent statorique.

Le rotor est dans cet exemple dans une position intermédiaire fixée, la partie de dent statorique en vis-à-vis de la dent rotorique se situant sur l'intervalle [E-L].

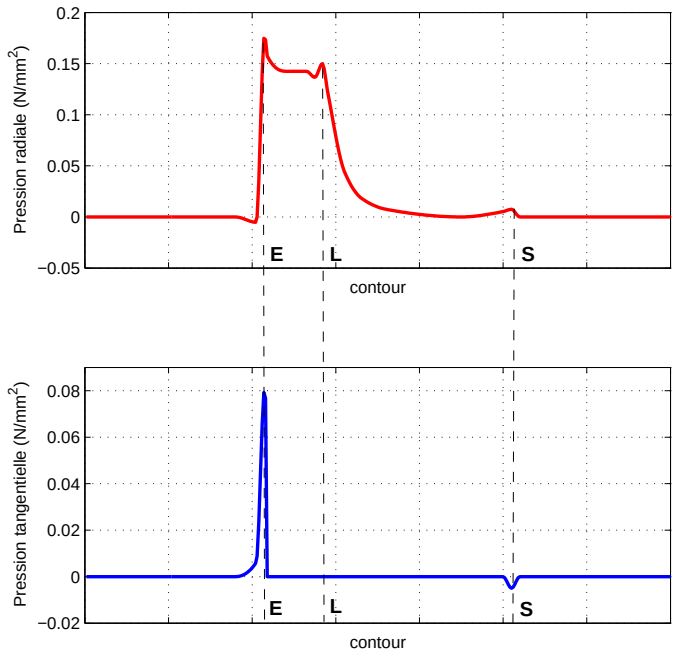


FIGURE 2.7 – Amplitude des composantes radiales et tangentielles des forces locales sur le contour d'une dent

Nous constatons sur cette figure que la composante radiale est bien plus importante que la composante tangentielle, qui se retrouve localisée à une extrémité de la dent (point E). La visualisation des profils de forces magnétiques locales permet de détailler ce point. Pour un rotor placé en position de conjonction, le logiciel éléments-finis Ansys est utilisé pour obtenir la répartition des forces correspondant à l'excitation présentée plus haut sur les éléments de la structure maillée (figure 2.8). Cette figure confirme la prépondérance de la composante radiale dans la position de conjonction, la symétrie de la distribution entraînant une force tangentielle globale nulle.

La figure 2.8 peut être comparée à celle obtenue pour un rotor en position intermédiaire présentée figure 2.9. Dans ce cas, la résultante globale de la force tangentielle n'est plus nulle, et celle de la force radiale est moins importante qu'en position de conjonction.

Pour une position de rotor fixée, le tracé temporel de l'amplitude d'une de ces forces locales est donné figure 2.10. Cette courbe présente une valeur moyenne non nulle et un doublement de la fréquence par rapport à celle de l'induction.

En effet, une induction B sinusoïdale de fréquence f conduit à une force magnétique comprenant deux composantes par l'élévation au carré que l'on retrouve dans l'expression simplifiée de la pression locale P_n (équation 2.4). La linéarisation de l'expression obtenue dans le cas d'une induction

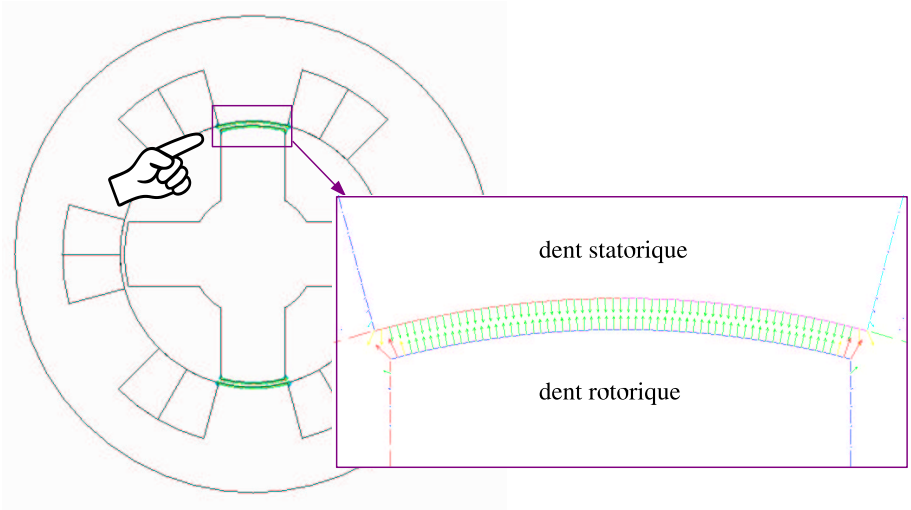


FIGURE 2.8 – Localisation des forces magnétiques locales en position de conjonction

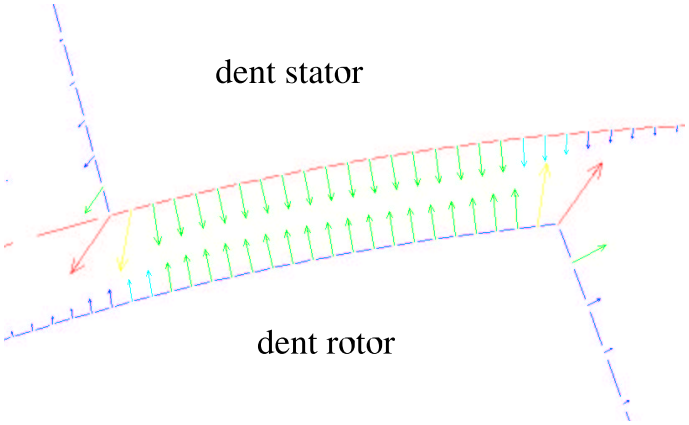


FIGURE 2.9 – Répartition des forces locales pour un rotor en position intermédiaire

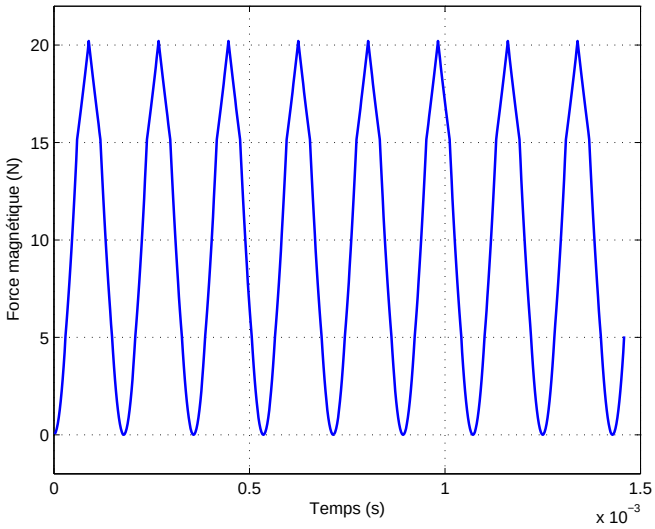


FIGURE 2.10 – Allure temporelle de l'amplitude d'une force locale

sinusoïdale amène ainsi une composante continue et une composante en $2f$.

2.2 Force globale à courant constant

Pour simplifier l'étude et diminuer le nombre des paramètres dans le modèle, nous utilisons la notion de force globale plutôt que locale. Dans ce but, nous nous basons sur le principe de Saint Venant [37]. Ce dernier affirme que la résultante des forces aura les mêmes effets mécaniques à la surface extérieure du stator que la répartition locale dans la mesure où les points d'observation sont suffisamment éloignés des points d'application des efforts. Les forces radiales et tangentielles globales s'obtiennent alors par intégration sur la surface de la dent S_d des pressions locales. Pour la machine étudiée, le résultat concernant les résultantes de ces deux composantes en fonction de la position rotorique et pour un courant injecté constant est présenté sur la figure 2.11.

$$F_r(\theta_m, I) = \int_{S_d} P_r dS \tag{2.5}$$

$$F_t(\theta_m, I) = \int_{S_d} P_t dS \tag{2.6}$$

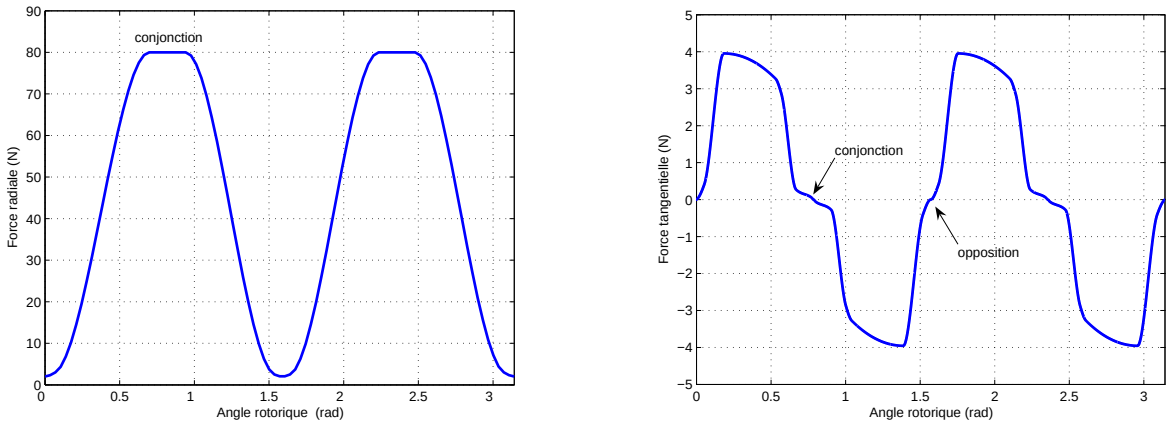


FIGURE 2.11 – Forces radiales et tangentielles en fonction de la position rotorique

2.3 Force radiale pour un courant créneau

Dans le fonctionnement réel de la MRV, le profil de courant est imposé dans la machine en fonction de la position du rotor de manière à exploiter la partie de la période où le couple est positif en fonctionnement moteur. L'allure de la force radiale en fonction de la position du rotor est donc modifiée par rapport à celle présentée dans la partie précédente. Comme nous l'avons vu, la pression magnétique est proportionnelle au carré de l'induction et donc du courant, ce qui permet d'obtenir pour une position donnée une expression de la force radiale sous la forme de l'équation 2.7.

$$F_r(\theta_m, I) = F_{r0}(\theta_m) i^2(\theta_m) \tag{2.7}$$

avec $F_{r0}(\theta_m)$ la fonction donnant la force radiale pour un courant constant égal à 1A en fonction de la position du stator. Cette relation permet alors de tracer l'allure réelle de la force radiale F_r à partir de l'allure du courant et de celle de la force F_{r0} [8].

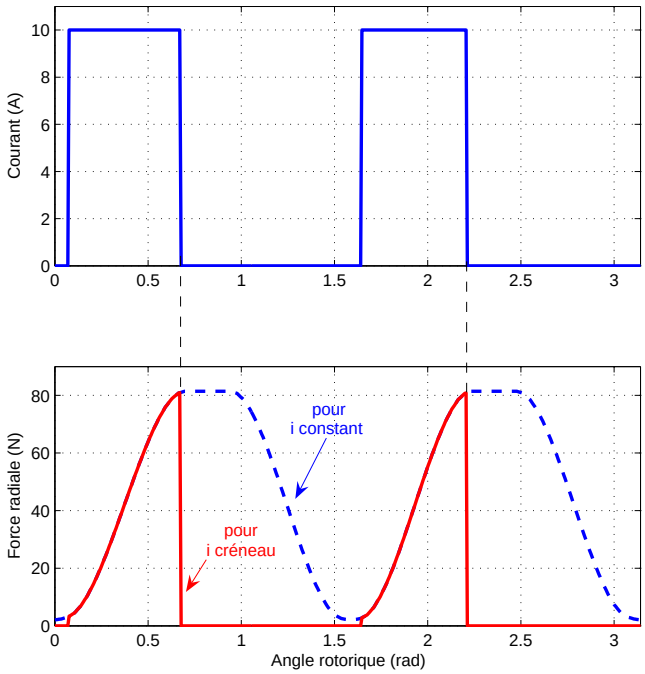


FIGURE 2.12 – Allure temporelle de la force radiale pour un courant créneau

La rupture de pente (figure 2.12) dans le profil de cette force radiale implique un contenu harmonique important. Nous verrons par la suite que cette caractéristique propre aux MRV les pénalise au niveau vibratoire.

2.4 Conclusion

Ce chapitre correspondant à la partie électromagnétique du schéma synoptique présenté en introduction nous a permis de lier la génération des forces magnétiques localisées au niveau de l'entrefer aux courants injectés dans une phase de la machine. Il s'en déduit que c'est principalement la composante radiale de cette force qui va tendre à déformer l'ensemble de la machine, donc le rotor et le stator, suivant leurs comportements mécaniques. L'allure temporelle caractéristique de cette force radiale explique pourquoi la MRV est bruyante. En effet, les ruptures franches aux moments où la commande veut annuler le courant ont pour conséquence un contenu harmonique riche, donc apte à venir exciter les différents modes vibratoires de la structure. La partie suivante détaille le bloc

suivant du schéma synoptique, permettant d'obtenir les déplacements de la structure suivant le type d'excitation imposé.

Chapitre 3

Aspects mécaniques

Nous présentons dans cette partie les liens entre la force radiale obtenue dans la partie précédente et les déformations responsables du bruit émis par la machine. Le rotor étant confiné à l'intérieur de la structure, le déplacement d'air résultant de sa déformation n'a qu'une conséquence limitée sur le niveau sonore global. Cette remarque n'est évidement pas valable pour le stator, dont les vibrations vont engendrer l'essentiel du bruit. Nous utilisons ici la méthode des éléments-finis pour chercher les modes et fréquences de résonance du stator, les déplacements obtenus dans un fonctionnement classique de la machine, et l'allure de l'accélération d'un point du stator suivant le mode de fonctionnement de la machine.

3.1 Analyses modale et harmonique

L'analyse modale est réalisée de manière à connaître les fréquences d'excitation qui auront le plus d'influence pour les déformations du stator. On parle alors de mode de vibration et de fréquence de résonance de la structure. Pour une structure complexe, plusieurs modes de vibration coexistent, et la réponse du système résulte de la superposition de la réponse de chaque mode. Pratiquement, il existe plusieurs méthodes permettant de connaître les caractéristiques de ces modes (i.e. l'allure de la déformée, correspondant à l'ordre du mode, et la valeur de la fréquence de résonance associée) :

- les essais de lâcher de marteau : un choc impulsionnel, donc ayant un spectre riche, est utilisé pour connaître la réponse de la structure aux différents modes.
- dans certains cas, comme par exemple avec la MRV, l'utilisation d'une excitation électrique permet d'étudier la réponse mécanique sur l'intervalle de fréquences désiré.
- des expressions analytiques obtenues par résolution de l'équation de déplacement de la structure. Cette méthode est bien évidemment surtout applicable pour des structures relativement simples, et est bien adaptée aux cas de poutres ou plaques.
- une résolution par éléments-finis. Cette méthode a pour avantage de donner des résultats rapidement. Elle suppose par contre de faire des simplifications pour créer le modèle (notamment sur les conditions aux limites, le montage sur le bâti, la liaison avec le bobinage...).

Pour la suite de l'étude, nous écrivons le déplacement de chaque point de la surface extérieure du cylindre $w(\theta, t)$ comme le produit d'une expression fonction du temps $q(t)$ (vecteur des déplacements généralisés) et d'une fonction d'approximation $X(\theta)$ correspondant à la déformée modale. En considérant un mode i, l'expression correspondante est alors :

$$w_i(\theta, t) = q_i(t)X_i(\theta) \tag{3.1}$$

Les fonctions $q_i(t)$ et $X_i(\theta)$ sont propres au mode i et à sa fréquence de résonance associée. Dans le cas des structures à N degrés de liberté, la mise en équation du système s'obtient à partir des équations de Lagrange qui conduisent à un système d'équations différentielles du second ordre d'ordre N (équation 3.2).

$$\frac{d}{dt}(\frac{\partial E_c}{\partial \dot{q}_i}) - \frac{\partial E_c}{\partial q_i} + \frac{\partial E_d}{\partial \dot{q}_i} + \frac{\partial E_p}{\partial q_i} = Q_i \tag{3.2}$$

où E_c, E_p et E_d sont respectivement les énergies cinétique, potentielle et dissipée. Les q_i sont les variables généralisées, $i = 1$ à N, Q_i les forces appliquées à la masse ou inertie i. q_i est le déplacement total de la variable, donc la somme de la position d'équilibre et du déplacement à partir de cette position. Pour l'analyse modale, les frottements sont négligés donc nous considérons ici une énergie dissipée nulle. Pour des petits mouvements autour de la position d'équilibre stable et les expressions des énergies de formes quadratiques définies positives :

$$\begin{cases} 2E_c = \dot{q}^t(M)\dot{q} \\ 2E_p = \dot{q}^t(K)\dot{q} \end{cases}$$

$[M]$ et $[K]$ étant respectivement les matrices de masse et de raideur, $q(t)$ le vecteur des déplacements généralisés, et $F(t)$ les forces généralisées, nous obtenons alors un système classique de N équations différentielles du second ordre :

$$[M]\ddot{q}(t) + [K]q(t) = F(t) \tag{3.3}$$

La résolution de ce système peut se baser sur une méthode de décomposition dans la base des modes. Ainsi, en posant :

$$q = [A]a \tag{3.4}$$

avec a le déplacement dans la base propre et $[A]$ la matrice modale. A chaque degré de liberté est alors associée l'équation :

$$[M_i]\ddot{a}_i + [K_i]a_i = F_i \tag{3.5}$$

Les matrices sont ici diagonales, et le système excité par la force généralisée F_i est alors composé de N équations différentielles indépendantes, chacune traduisant le mouvement du système à un degré de liberté. Il en ressort que les modes propres sont obtenus en cherchant les valeurs propres λ_i et les vecteurs propres des équations homogènes associées :

$$\lambda_i[M_i]\ddot{a} = [K_i]a \tag{3.6}$$

L'utilisation d'un code éléments-finis permet d'obtenir l'ensemble des modes de résonance d'une structure à partir de sa géométrie et de ses caractéristiques mécaniques. Plusieurs méthodes de résolution sont envisageables, parmi lesquelles se trouve la décomposition dans la base des modes. Les premiers résultats présentés ici correspondent aux modes "plans", que l'on retrouve dans une coupe perpendiculaire à l'axe du stator (figures 3.1 à 3.4). Les couleurs des figures sur la droite renseignent sur les déplacements suivant les modes, avec les positions des nœuds de vibration (zones les plus sombres). Les déplacements dûs aux modes "3D", comme par exemple la flexion du stator suivant sa longueur, ne génèrent que peu de bruit.

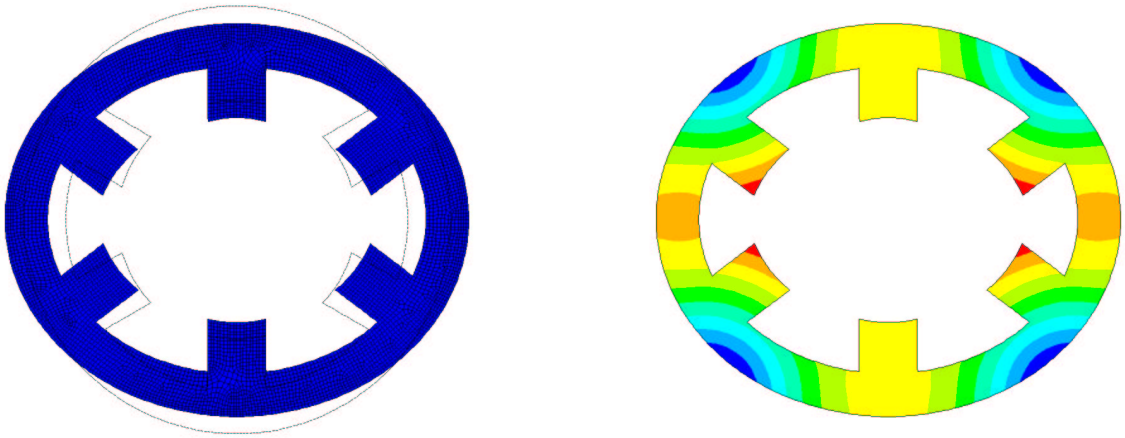


FIGURE 3.1 – Mode 2 à 3.6 kHz

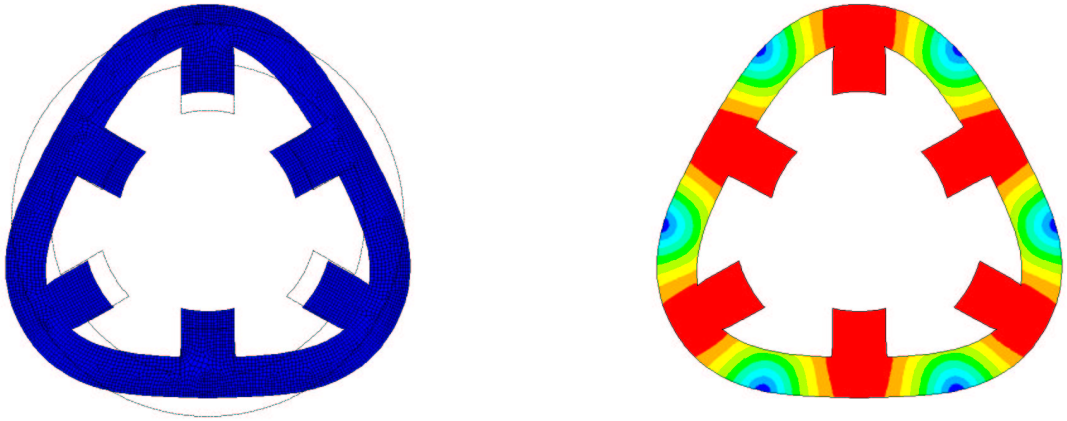


FIGURE 3.2 – Mode 3 à 10.3 kHz

La figure 3.5 présente les modes 2 et 4 obtenus avec un modèle en trois dimensions de la machine. Elle confirme que l'étude des modes peut se restreindre aux deux dimensions, puisque les déplacements du stator sont identiques quel que soit le plan perpendiculaire à l'axe de la MRV considéré.

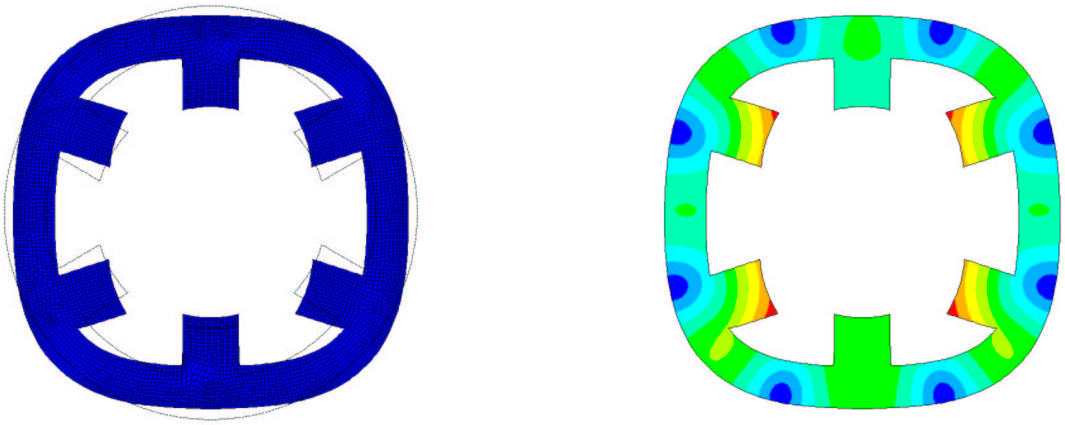


FIGURE 3.3 – Mode 4 à 16.4 kHz

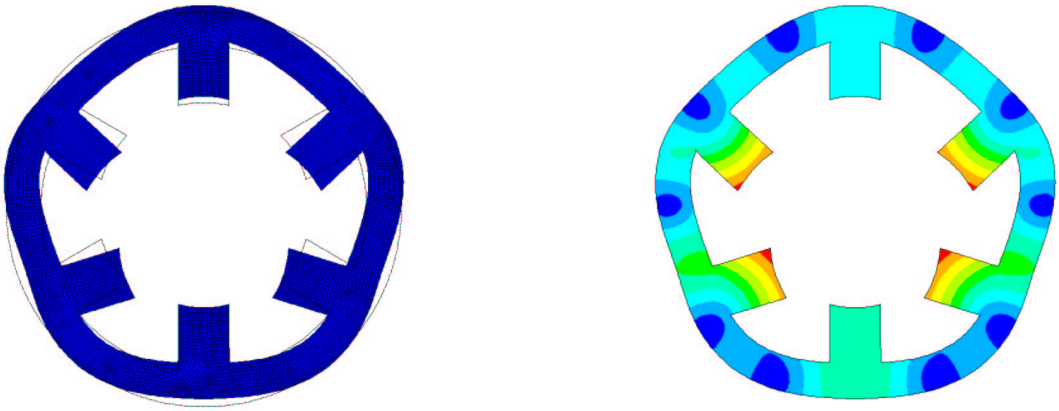


FIGURE 3.4 – Mode 5 à 22.3 kHz

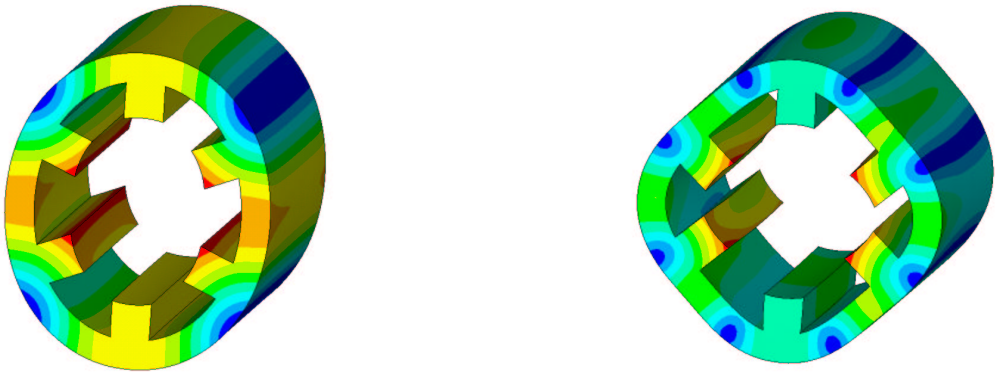


FIGURE 3.5 – Modes 2 et 4 du modèle en 3 dimensions

Plusieurs méthodes permettent de formuler des expressions analytiques pour ces fréquences de résonance, afin d'obtenir une première estimation de la localisation des différents modes dans le spectre audible plus rapidement qu'avec un logiciel éléments-finis. Ainsi, Colby [15] propose de se baser sur une étude énergétique pour déterminer la valeur approchée de la fréquence du mode 2. Une autre possibilité est de considérer le stator de la MRV comme un cylindre creux dont les extrémités sont libres. Dans ce cas, les expressions développées par Lord Rayleigh [38] nous donnent les fréquences de résonance des différents modes "plans" en fonction de leur rang.

$$f_r^2 = \frac{Y_s h^2}{48\pi^2(1-\mu_s^2)\rho R^4}\frac{n^2(n^2-1)^2}{n^2+1} \tag{3.7}$$

avec Y_s le module d'élasticité, μ_s le coefficient de Poisson, ρ la densité volumique, h l'épaisseur de culasse, R le rayon extérieur et n le mode considéré. Le tableau 3.1 compare les fréquences obtenues par l'expression de Rayleigh avec celles des E.F.

	fréq. analytique	fréq. E.F.
mode 2	3651	3606 Hz
mode 3	10325	10365 Hz
mode 4	19799	16428 Hz
mode 5	32019	22349 Hz

TABLEAU 3.1 – Comparaison des fréquences de résonance analytiques et E.F.

Cette formule analytique permet d'avoir rapidement une valeur approchée des fréquences de résonance. Elle donne des résultats proches de ceux obtenus par E.F. pour les modes d'ordre faible. Dans des conditions réelles, des facteurs viennent modifier la valeur de ces fréquences : assemblage des tôles, fixation de la machine sur un bâti, présence des bobinages, température... Plusieurs recherches ont été effectuées pour quantifier l'influence de ces paramètres [19].

Cependant, dans le fonctionnement classique de la machine, sous la condition d'un rotor centré permettant d'avoir une symétrie dans la géométrie, tous les modes ne sont pas sollicités. En effet, le courant injecté dans les bobinages de deux dents opposées d'une même phase génère une répartition symétrique des efforts. Il en résulte que les modes ne présentant pas une symétrie du même ordre n'apparaissent pas si l'on trace le spectre des déplacements correspondants. La figure 3.6 présente une comparaison des réponses mécaniques obtenues par éléments-finis avec une excitation symétrique sur deux dents diamétralement opposées, et avec une excitation de même intensité sur une seule dent. Pour cette étude, il est nécessaire de connaître les coefficients d'amortissement correspondant à chacun des modes représentés.

Les courbes de la figure 3.6 montrent que les modes 3 et 5 sont absents dans le cas d'une excitation symétrique. Les modes 2 et 4 voient simplement leurs amplitudes multipliées par deux au niveau des fréquences de résonance, puisque nous imposons deux fois plus de force conduisant aux déformations de ces modes par rapport au cas où la force est imposée sur une seule dent. Ces modes de vibrations sont donc les plus susceptibles d'être excités par les forces magnétiques imposées sur les dents du stator de la MRV. Ainsi, les allures temporelles des déplacements ou accélérations des points de la surface du stator ont des composantes importantes aux fréquences des modes 2 et 4. Ces composantes dépendent du contenu spectral de la force radiale imposée, et si une fréquence harmonique coïncide

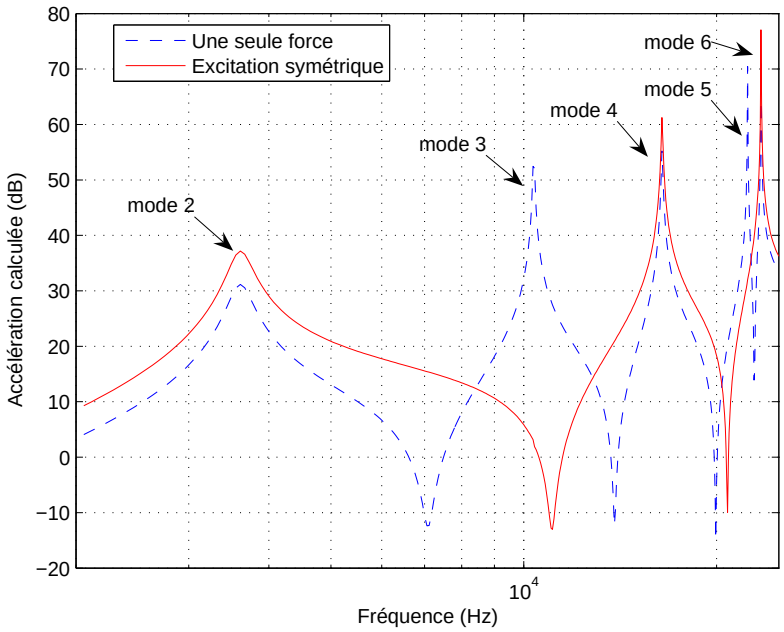


FIGURE 3.6 – Comparaison avec excitations symétrique et non symétrique

avec celle d'un mode de résonance de la machine, cette dernière s'excite fortement, elle se déforme créant ainsi le bruit en quantité importante.

La figure 3.7 de gauche montre les déplacements des points du stator pour la force magnétique sinusoïdale considérée dans la partie précédente (figure 2.10). La fréquence de la force étant dans ce cas proche de celle du deuxième mode de résonance, les nœuds de vibrations qui lui correspondent sont visibles. La figure de droite présente l'allure temporelle du déplacement d'un point de la surface extérieure du stator placé au-dessus d'une dent de la phase excitée. Sans prendre en compte le régime transitoire, les déplacements obtenus sont à la même fréquence que la force radiale, donc de fréquence double de l'excitation en courant. La valeur moyenne n'est pas nulle puisque la force radiale imposée n'a pas de valeur moyenne nulle.

Il faut retenir de cette partie que pour exciter un mode précis de la machine avec une excitation en courant, la fréquence de cette dernière doit être moitié de celle du mode considéré.

3.2 Fonctionnement réel de la MRV

Dans le fonctionnement réel de la MRV, le courant injecté n'est évidemment pas sinusoïdal, et la rotation du rotor engendre des allures de force radiale qui diffèrent suivant la vitesse de rotation de la machine. Suivant leurs positions dans le spectre, les harmoniques de la force auront alors plus ou moins tendance à exciter les modes prépondérants. La figure 3.8 montre un exemple de spectre correspondant à une force magnétique comme celle présentée à la fin du chapitre précédent, avec la présence d'harmoniques au niveau de la fréquence de résonance mécanique de la structure.

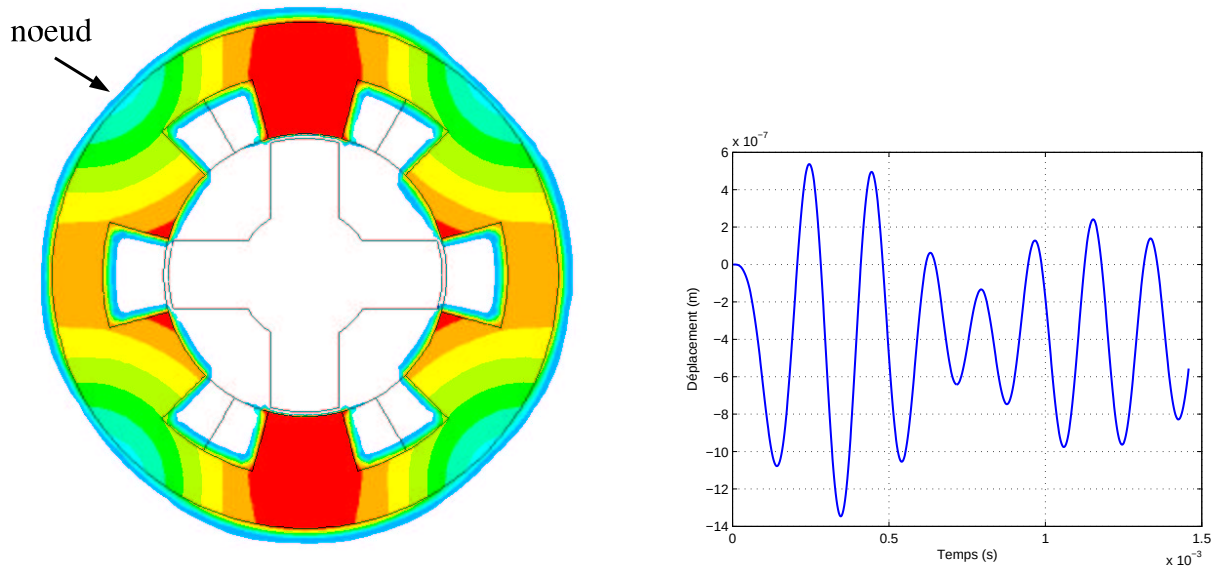


FIGURE 3.7 – Déplacements du stator pour une fréquence d'excitation proche du mode 2

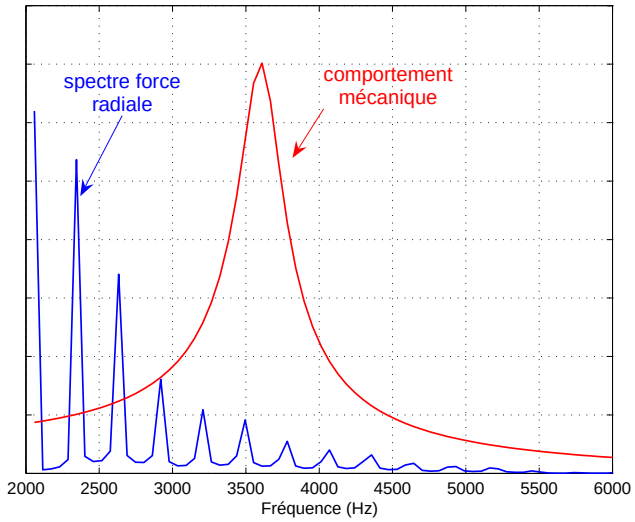


FIGURE 3.8 – Harmoniques de force présents au niveau du mode 2

Pour étudier les conséquences d'une excitation non sinusoïdale, nous proposons dans cette partie d'utiliser une allure de force magnétique, imposée sur les dents du stator, correspondant à une vitesse de rotation faible de la MRV considérée (1500 tr/min, figure 3.9).

Le spectre fréquentiel de cette force laisse apparaître un contenu harmonique important, avec des composantes proches des fréquences de résonance associées aux modes 2 et 4. Les déplacements des points de la surface extérieure du stator sont alors fortement marqués par ces composantes. Ils sont composés par la superposition de différentes allures : une proportionnelle à la force imposée, qui correspond ici à la forme en triangle, et une sinusoïde amortie pour chaque mode excité. La figure

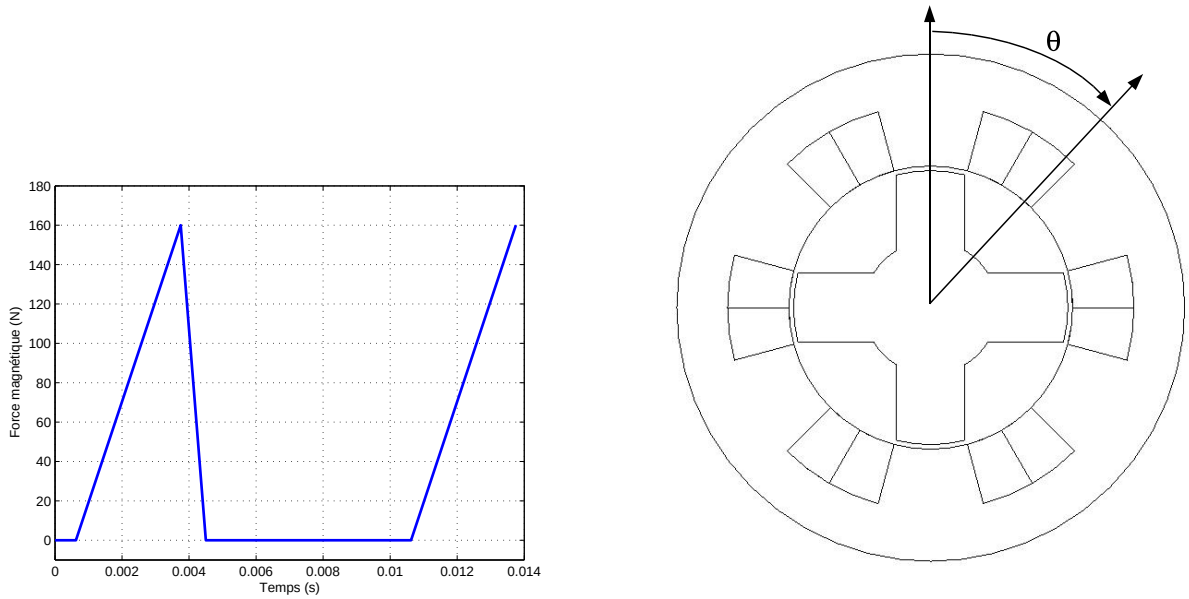


FIGURE 3.9 – Profil de force en basse vitesse de rotation et définition de l'angle θ

3.10 présente le déplacement radial calculé par éléments-finis d'un point situé au dessus de la dent sur laquelle est imposée la force ($\theta = 0°$) et celui à $\theta = 45°$. Les ondulations présentes sur les deux courbes évoluent principalement à une fréquence égale à celle du mode 2, et les ondulations dues aux autres modes ont des amplitudes plus faibles, voir négligeables.

Conformément aux positions des nœuds de vibrations présentées précédemment, la composante radiale de déplacement est maximale pour $\theta = 0°$, et quasi nulle pour $\theta = 45°$. Les résultats concernant la composante tangentielle sont quant à eux maximaux à $\theta = 45°$ (figure 3.11).

Les vibrations correspondantes au mode 2 sont particulièrement présentes aux niveaux des ruptures de pente de l'allure de la force radiale. Elles sont d'autant plus importantes que la rupture est franche, puisque cela entraîne un contenu harmonique plus riche, et donc plus apte à exciter les différents modes.

La dérivée de ces courbes nous donne les composantes radiales et tangentielles de la vitesse des points du stator (figures 3.12 et 3.13). Là encore, il subsiste une composante basse fréquence représentée par des créneaux, et la composante du mode 2 qui s'y superpose.

Afin de quantifier le niveau vibratoire du stator, il est préférable de travailler avec une mesure d'accélération. En effet, même si cette grandeur nous fait perdre de l'information, elle est dans le cas de notre application la plus facilement mesurable, car son amplitude est plus importante pour les composantes qui nous intéressent que celles des vitesses (de l'ordre de $10^{-3} m.s^{-1}$) et déplacements (de l'ordre de $10^{-8} m$). De plus, les composantes basse-fréquence, comme la forme triangulaire du déplacement, ne sont plus présentes au niveau de l'accélération. Les figures 3.14 et 3.15 présentent les deux composantes de l'accélération calculée.

Afin de connaître l'importance du mode 4 par rapport au mode 2, nous pouvons effectuer le

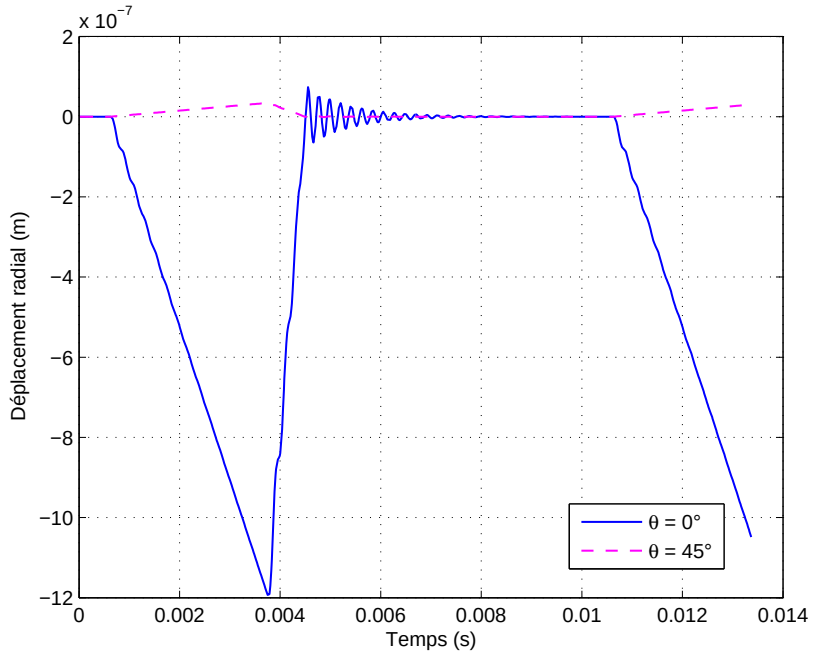


FIGURE 3.10 – Composante radiale des déplacements

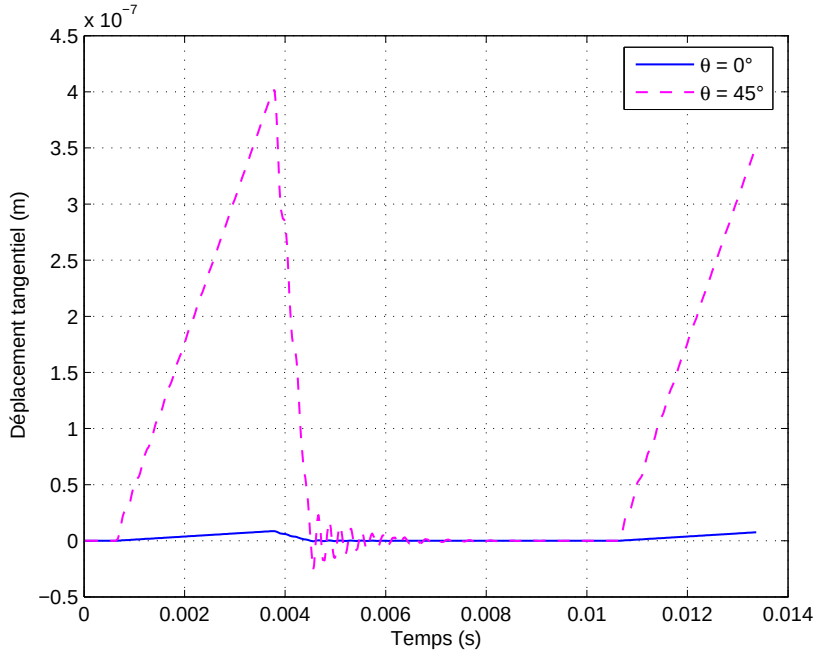


FIGURE 3.11 – Composante tangentielle des déplacements

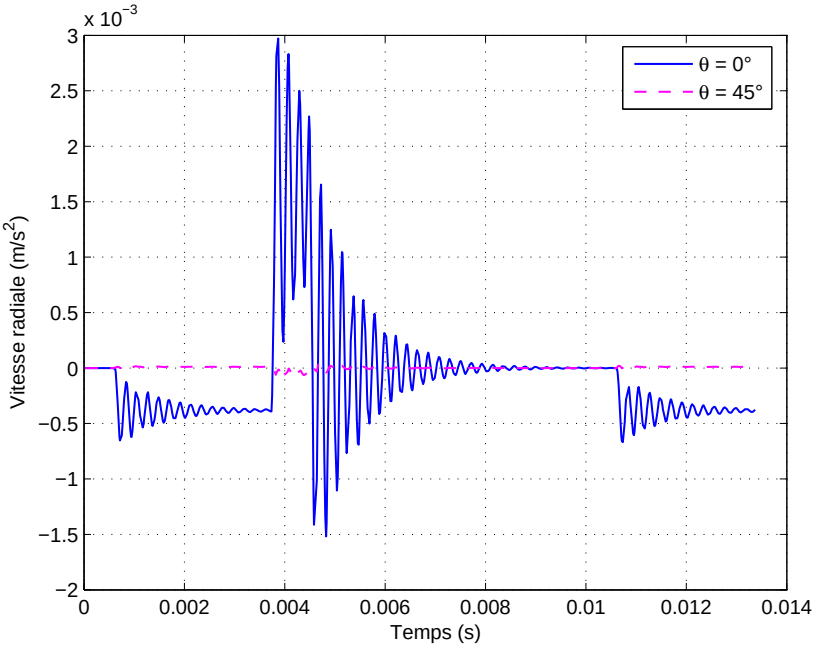


FIGURE 3.12 – Composante radiale de la vitesse

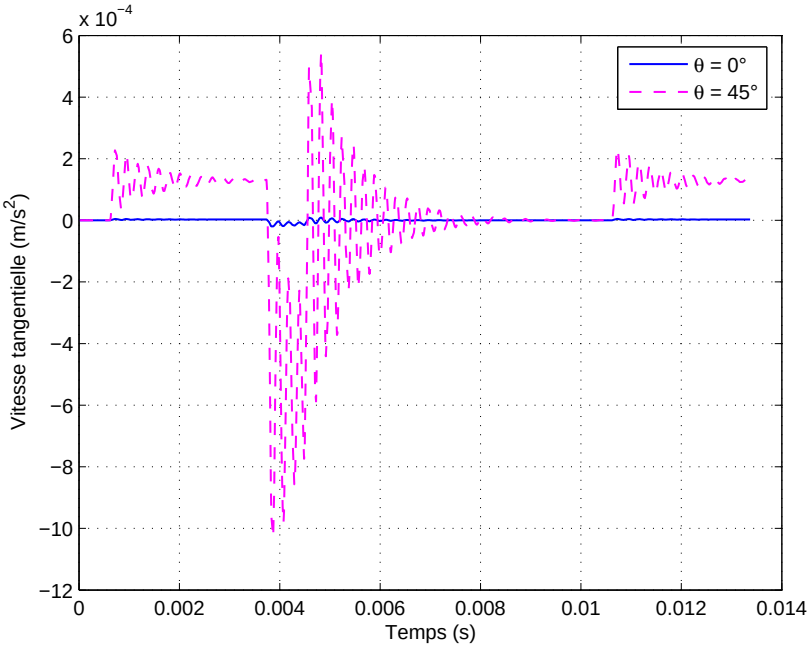


FIGURE 3.13 – Composante tangentielle de la vitesse

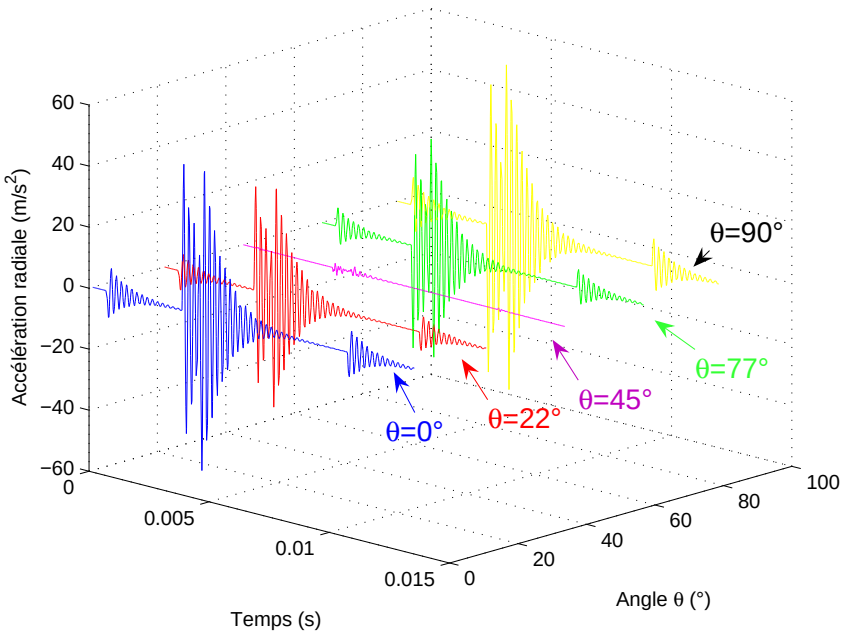


FIGURE 3.14 – Composante radiale de l'accélération

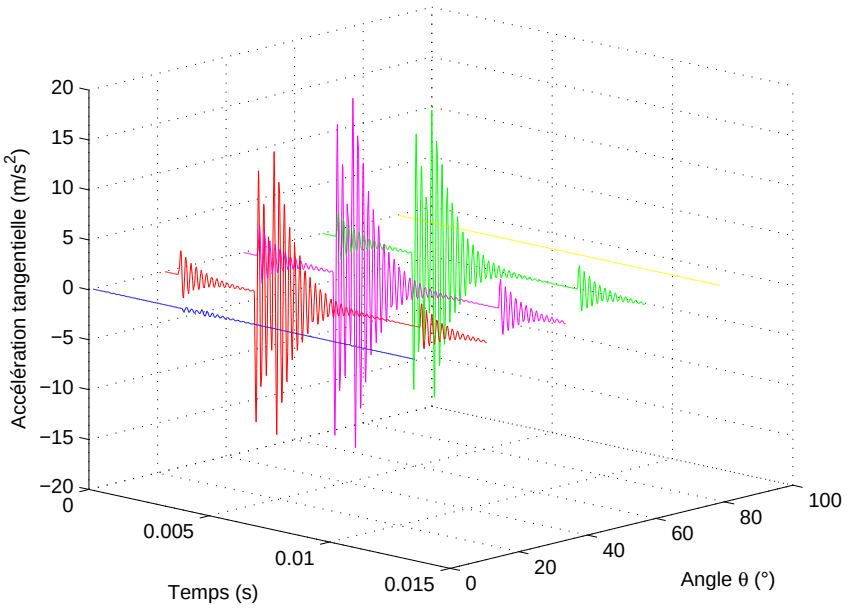


FIGURE 3.15 – Composante tangentielle de l'accélération

calcul identique en ne considérant que le mode 4. Les accélérations résultantes sont présentées sur les figures 3.16 et 3.17. Les amplitudes sont bien plus faibles que celles obtenues pour l'accélération totale, ce qui confirme la prépondérance du mode 2.

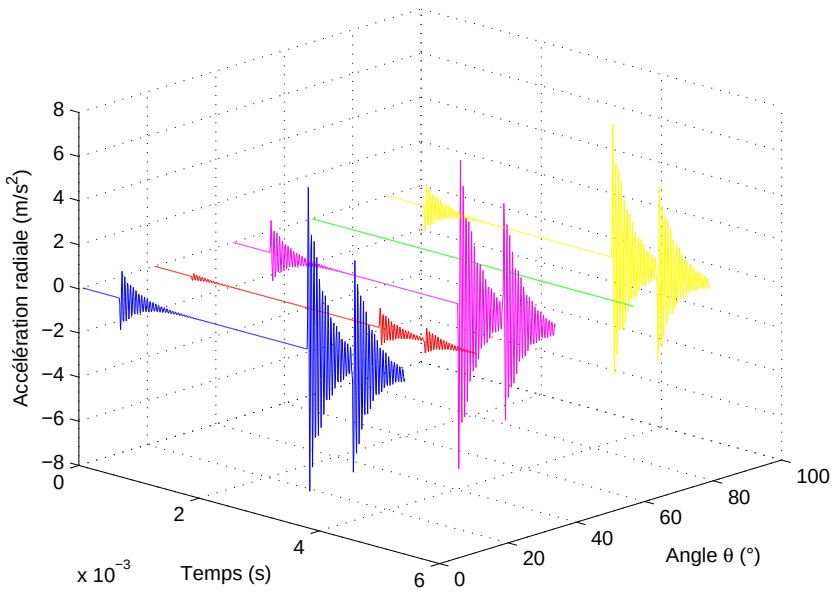


FIGURE 3.16 – Composante radiale d'accélération pour le mode 4

Si nous négligeons le mode 4, nous pouvons à partir des résultats précédents tracer l'allure des courbes présentant l'amplitude de déplacement à un instant fixé en fonction de la position angulaire θ du point considéré de la surface extérieure du stator.

Ce résultat nous permet d'avoir une expression approchée pour les deux composantes du déplacement (donc pour la déformée modale) en fonction de la position angulaire, à un instant fixé :

$$X_r(\theta) = \widehat{X_r} cos(2\theta) \tag{3.8}$$

$$X_t(\theta) = \widehat{X_t} sin(2\theta) \tag{3.9}$$

avec $\widehat{X_r}$ l'amplitude de déplacement radial, supérieure à celle du déplacement tangentiel $\widehat{X_t}$. Dans la suite du mémoire, nous ne considérerons que la composante radiale des déplacements. Les vibrations de l'air entourant la machine sont en effet principalement causées par cette composante, la composante tangentielle ne déplaçant pas l'air de la même manière autour de la machine. Cette approximation est représentée sur la figure 3.20, sur laquelle sont représentées la forme extérieure du stator en équilibre (position de repos, $r(\theta) = R$ constant), la structure déformée si l'on ne considère que la composante de déplacement radiale ($r(\theta) = R + X_r(\theta)$) et la structure déformée en tenant compte des deux composantes de déplacement ($r(\theta) = R + X_r(\theta) + X_t(\theta)$). La conclusion est que

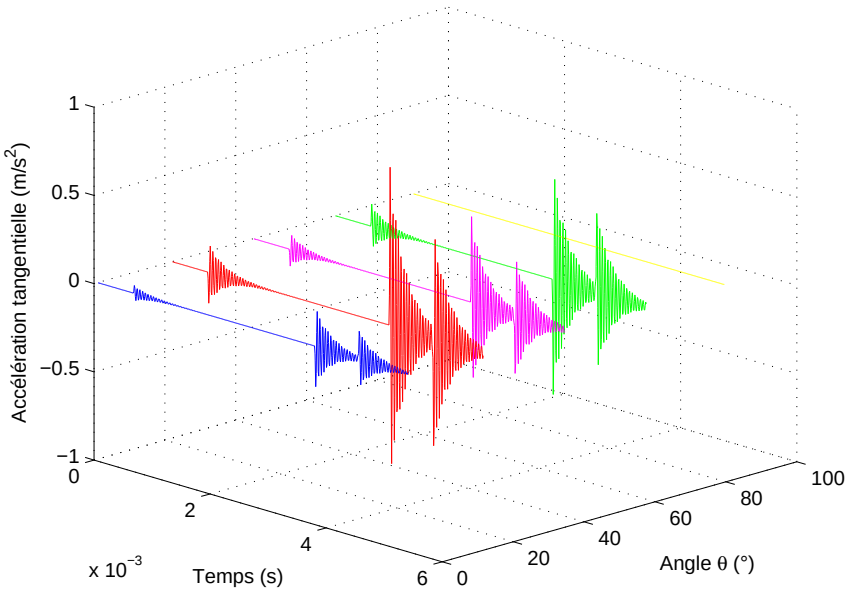


FIGURE 3.17 – Composante tangentielle d'accélération pour le mode 4

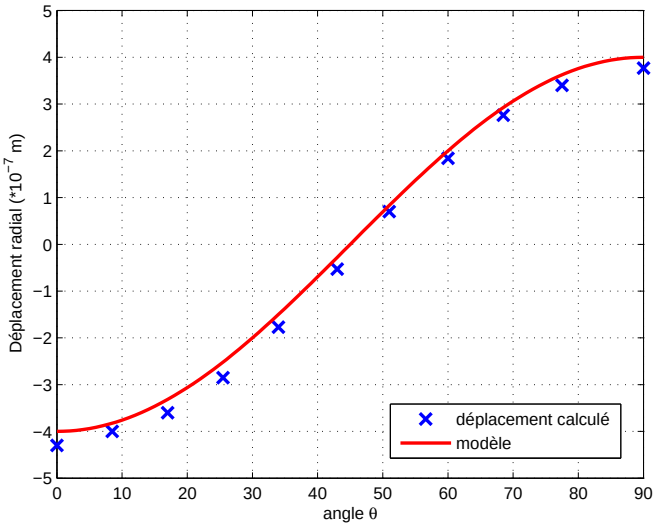


FIGURE 3.18 – Composante radiale de déplacement pour le mode 2

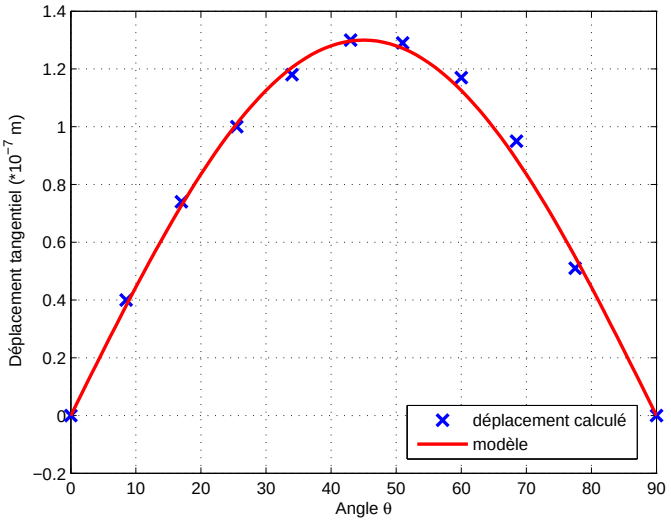


FIGURE 3.19 – Composante tangentielle de déplacement pour le mode 2

l'allure de la déformation de la structure ne dépend que faiblement de la composante tangentielle.

3.3 Conclusion

Cette partie nous a permis de préciser les principaux modes mécaniques qui devront être pris en compte pour la compensation des vibrations de notre MRV. Les allures temporelles calculées des accélérations montrent que les amplitudes maximales sont situées aux moments de rupture de pente de la force, et particulièrement à sa décroissance, c'est à dire quand la commande veut remettre le courant à zéro. C'est à partir de ce résultat bien connu que se sont développées les méthodes de compensation par action sur la commande, afin d'obtenir une rupture de pente plus douce avec la modification locale de l'allure du courant.

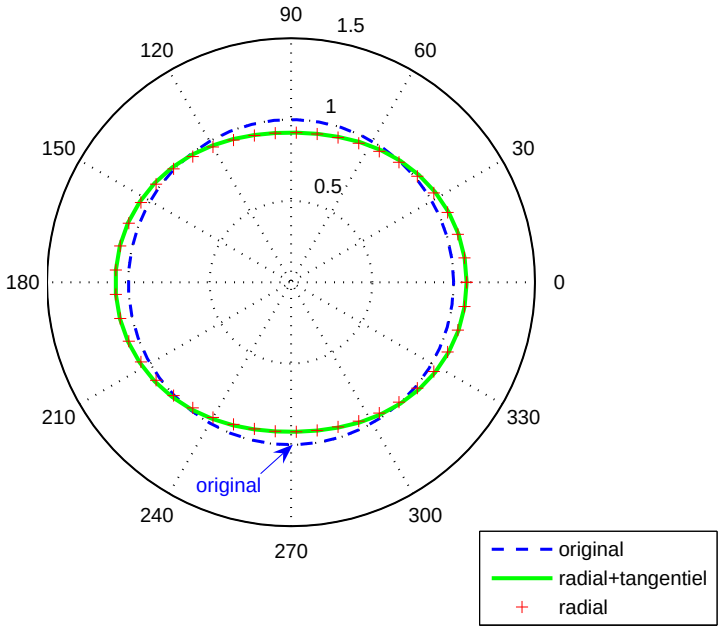


FIGURE 3.20 – Déformations du stator suivant les composantes retenues

Chapitre 4

Paramètres influant sur le bruit

Dans cette partie, nous présentons les principaux paramètres ayant un rôle dans la génération du bruit de la machine. Leur connaissance permet dans certains cas de limiter l'émission sonore sans utiliser un moyen de compensation des vibrations. Ces paramètres sont divisés en deux parties : ceux intervenant sur l'aspect électromagnétique, et ceux agissant sur le comportement mécanique de la structure en déplaçant les fréquences de résonance.

4.1 Placement des fréquences de résonance

Les fréquences de résonance de la machine sont directement reliées à sa géométrie et aux matériaux utilisés. Ainsi, il est possible en agissant sur certaines dimensions du stator de modifier ces fréquences afin qu'elle deviennent moins gênantes, par exemple en les repoussant vers des fréquences élevées, voire en essayant de les sortir du spectre audible. Les parties modifiées de la machine sont le profil des dents (inclinaison, ouverture...), l'épaisseur de culasse, les angles au niveau du raccordement dent/culasse... Il faut de plus tenir compte des incidences de ces modifications géométriques sur son comportement électromagnétique et thermique, ce qui limite les possibilités de modification. Comme dans de nombreux problèmes, un compromis doit alors se faire suivant l'application concernée. Les matériaux utilisés interviennent eux aussi sur les fréquences de résonance. Le module d'Young, le coefficient de Poisson et la masse volumique sont les facteurs sur lesquels il est possible d'intervenir pour les déplacer vers des fréquences élevées, sans avoir à toucher à la géométrie de la structure. Les possibilités sont cependant ici aussi assez limitées. Enfin, les liaisons avec le bâti influencent de manière importante les fréquences de résonance de la machine, en modifiant masse et raideur de la structure globale.

4.2 Commande de la MRV

4.2.1 Mode d'alimentation de la MRV

Pour les régimes de fonctionnement avec commande en courant, i.e. en basse vitesse, nous pouvons citer deux possibilités pour imposer le profil en courant dans les bobinages : la commande avec fourchette de courant (hystérésis) ou la Modulation en Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM). Pour la première solution, le courant réel dans le bobinage peut être décomposé en deux parties : une qui suit le courant de consigne (basse fréquence), et la seconde qui correspond à la variation du courant en fourchette dans l'intervalle imposé (à la fréquence de hachage). L'inconvénient de la commande par hystérésis est que le contenu spectral de cette seconde partie du courant n'est pas contrôlé. Sa fréquence "variable" a alors tendance à exciter les modes de résonance de la structure. La commande par MLI donne la possibilité d'imposer la valeur de la fréquence de hachage. Ainsi, en la choisissant proche de 20 kHz, les composantes susceptibles d'exciter les modes de résonance du stator sont limitées. Une partie du bruit émis est alors en dehors du spectre audible, ce qui permet d'avoir un niveau vibratoire réduit. Les figures 4.1 et 4.2 proposent les spectres relevés pour les deux types de commande.

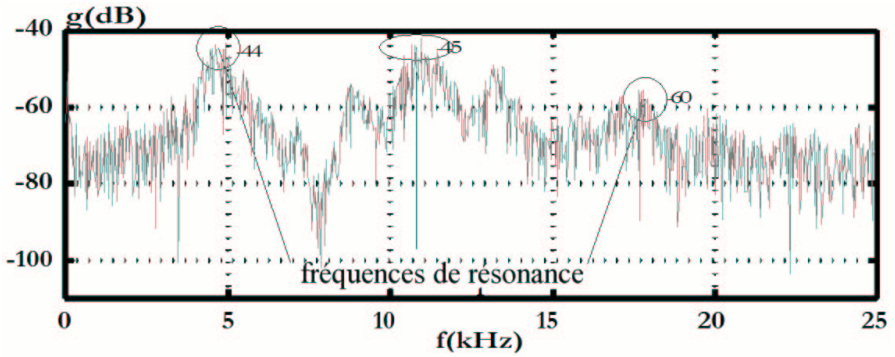


FIGURE 4.1 – Spectre de l'accélération mesurée avec commande par hystérésis

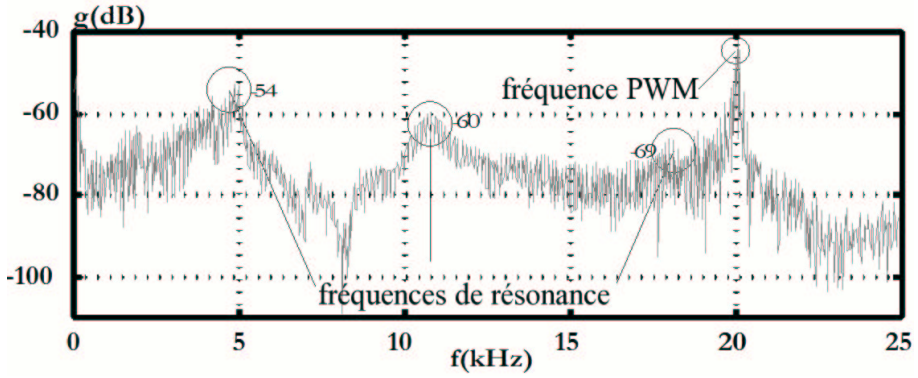


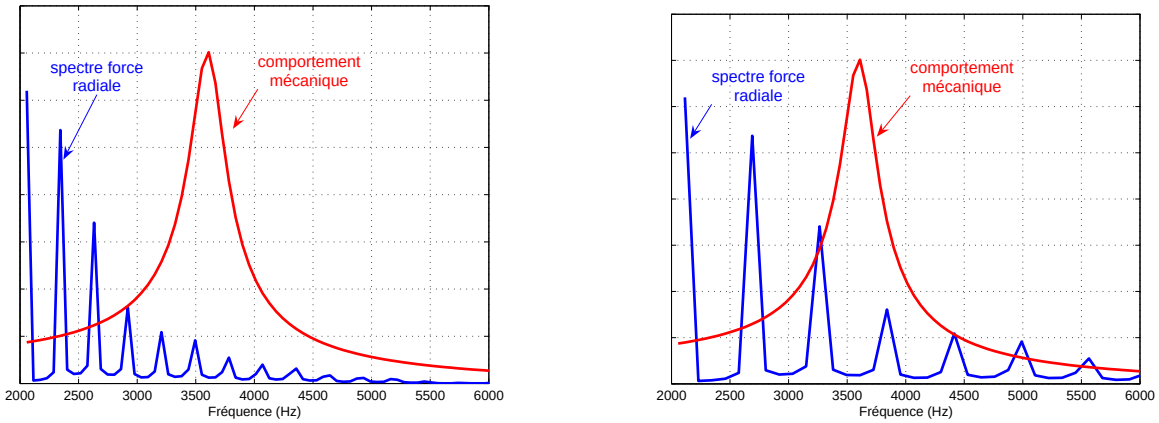
FIGURE 4.2 – Spectre de l'accélération mesurée avec commande par MLI

Le spectre de l'accélération avec une commande par MLI présente ainsi un pic important à 20

kHz, mais les pics aux niveaux des fréquences de résonance des modes vibratoires du stator ont des amplitudes plus faibles qu'avec la commande par hystérésis. Si l'aspect sonore a un rôle important pour une application spécifique, la commande par MLI est donc à préconiser.

4.2.2 Vitesse de rotation de la MRV

Nous avons vu que la structure est d'autant plus déformée que les composantes de la force électromagnétique proches des fréquences de résonance du stator sont importantes. Le contenu spectral de ces forces étant lié à la vitesse de rotation de la machine, ce paramètre est fortement lié au bruit qu'elle émet. Les deux schémas de la figure 4.3 présentent deux décompositions spectrales de la force à deux vitesses différentes.



(a) faible vitesse

(b) grande vitesse

FIGURE 4.3 – Contenu spectral de la force électromagnétique pour deux vitesses de rotation

Pour une vitesse de rotation importante, les amplitudes des composantes de force proches de la fréquence de résonance du mode 2 sont plus importantes. Par conséquent, les déformations du stator et donc le bruit d'origine magnétique émis par la machine sont supérieures à celles obtenues à des vitesses plus faibles.

4.3 Autres paramètres influant sur le bruit

Un autre facteur influant sur le bruit émis est l'excentricité du rotor. En effet, un rotor non centré implique une dissymétrie dans la répartition des forces électromagnétiques, puisque les deux entrefers par lesquels passe le flux ne sont plus identiques. Le mode 3, absent dans des conditions de symétries électrique et mécanique, s'ajoute dans ce cas à la liste des modes non négligeables.

Comme cela a été précisé, les vibrations de la périphérie du stator imposent celles de l'air entourant la machine, créant ainsi l'onde sonore responsable du bruit acoustique gênant. Les vibrations du

bâti lié à la machine amènent de la même manière une émission sonore. La partie acoustique n'est pas développée dans ce mémoire, nous donnons ici pour préciser ce point (et terminer la description du schéma synoptique) uniquement quelques indications permettant d'obtenir le niveau de pression acoustique $P(M)$ en un point M extérieur à la machine à partir de l'intégrale de Helmholtz (équation 4.1)

$$P(M) = \int_S \left(P(M_0) \frac{\partial G(M, M_0)}{\partial n} + j\rho\omega V_n(M_0) G(M, M_0) \right) dS_0 \tag{4.1}$$

avec M le point de l'espace considéré, M_0 un point de la surface S du stator, $P(M_0)$ la pression en ce point, $V_n(M_0)$ la composante normale de la vitesse de vibration, ρ la densité de l'air, ω la pulsation de la vibration et $G(M, M_0)$ la fonction de propagation de Green dans l'air :

$$G(M, M_0) = \frac{1}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \tag{4.2}$$

avec r la distance entre M et M_0, k le nombre d'onde. La pression acoustique peut alors s'exprimer à partir de différentes expressions simplifiées suivant la position relative du point M par rapport à la machine. Il en ressort que l'émission sonore est d'autant plus importante que la surface de la zone en vibration est grande, puisque le niveau de pression acoustique se calcule par une intégration des pressions et vitesses de vibration sur l'ensemble de la surface considérée. Pour certaines fréquences, le bruit émis par le bâti peut alors être plus important que celui émis par la machine directement.

Chapitre 5

Conclusions sur la génération du bruit des MRV

Cette partie consacrée à la génération des vibrations dans la machine à réluctance variable a présenté les différentes origines du bruit émis en fonction du mode de fonctionnement de la machine. Nous avons montré que le bruit prépondérant d'une MRV en basse vitesse a pour origine les forces électromagnétiques présentes dans la structure. Pour étudier ce problème, nous avons détaillé les blocs "électromagnétique" et "mécanique" du schéma synoptique de la génération du bruit.

Il en ressort que le courant imposé dans les bobinages conduit à une répartition des forces qui dépend de la position angulaire du rotor. Les composantes radiales de ces forces localisées au niveau de l'entrefer déforment le stator, dont la surface extérieure vibre conformément à son comportement mécanique. Pour le cas de la machine étudiée, les accélérations des points de la surface extérieure du stator sont alors fortement marquées par des composantes à la fréquence du mode 2, et dans une moindre mesure par celles du mode 4.

Plusieurs solutions sont alors envisageables pour réduire l'émission sonore sans modifier fortement la structure initiale ou lui ajouter des éléments. Les paramètres prépondérants concernent le mode d'alimentation de la MRV (découpage par hystérésis ou MLI) et sa géométrie (modification du comportement mécanique). Pour la compensation active des vibrations présentée dans ce mémoire, les actionneurs piézoélectriques peuvent être ajoutés à une structure déjà existante, sans toucher à sa commande ou sa géométrie. Ils devront ainsi être capables d'agir mécaniquement sur le stator aux niveaux des fréquences de résonance du stator initial.

Troisième partie

Compensation active des vibrations à l'aide de pastilles de PZT

Chapitre 1

Présentation de la piézoélectricité

1.1 Historique et présentation

La piézoélectricité est la propriété que présentent certains corps à se charger électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique (le terme *piezo* signifiant pression en grec). Ce phénomène semble avoir été connu des Indiens de Ceylan sur les sels de tourmaline il y a 3000 ans. Il faut cependant attendre les frères Curie en 1880 pour en expliquer le mécanisme. Cette conversion d'énergie mécanique en énergie électrique est souvent utilisée comme capteur (accéléromètre par exemple). Lippman suggère un an plus tard l'effet piézoélectrique inverse : une polarisation électrique résultant de l'application d'un champ électrique entraîne une déformation du matériau. Cet effet se retrouve utilisé pour des applications de types actionneurs et moteurs piézoélectriques. Une des premières applications industrielles est un détecteur sous marin ultrasonique (Langevin, 1917).

Les céramiques piézoélectriques de synthèse (titanate de baryum), développées après guerre, offrent de meilleurs coefficients piézoélectriques que les cristaux naturels, mais sont remplacées dans les années 60 par des solutions solides au zircono-titanate de plomb (PZT), qui sont aujourd'hui encore très utilisées. Ces dernières sont composées de microdomaines avec des directions de polarisation aléatoires, et ne deviennent piézoélectriques qu'après une étape de polarisation avec un champ électrique intense, afin d'orienter les vecteurs de polarisation des différents domaines qui constituent le matériau. Un moment dipolaire global est alors observable à l'échelle macroscopique (polarisation rémanente). Le matériau ne doit pas être soumis à une température trop élevée (température de Curie) pour ne pas se dépolariser, perdant ainsi ses propriétés piézoélectriques.

Le comportement piézoélectrique dans un cristal peut s'expliquer en regardant la structure des mailles : sans contrainte, les barycentres des charges positives et négatives (ions) sont confondus, et l'application d'une contrainte provoque l'apparition d'un dipôle électrique dans chaque maille cristalline, car les barycentres ne sont plus communs (figure 1.3).

Suivant la formulation chimique des céramiques, deux grandes familles se distinguent. Les cé-

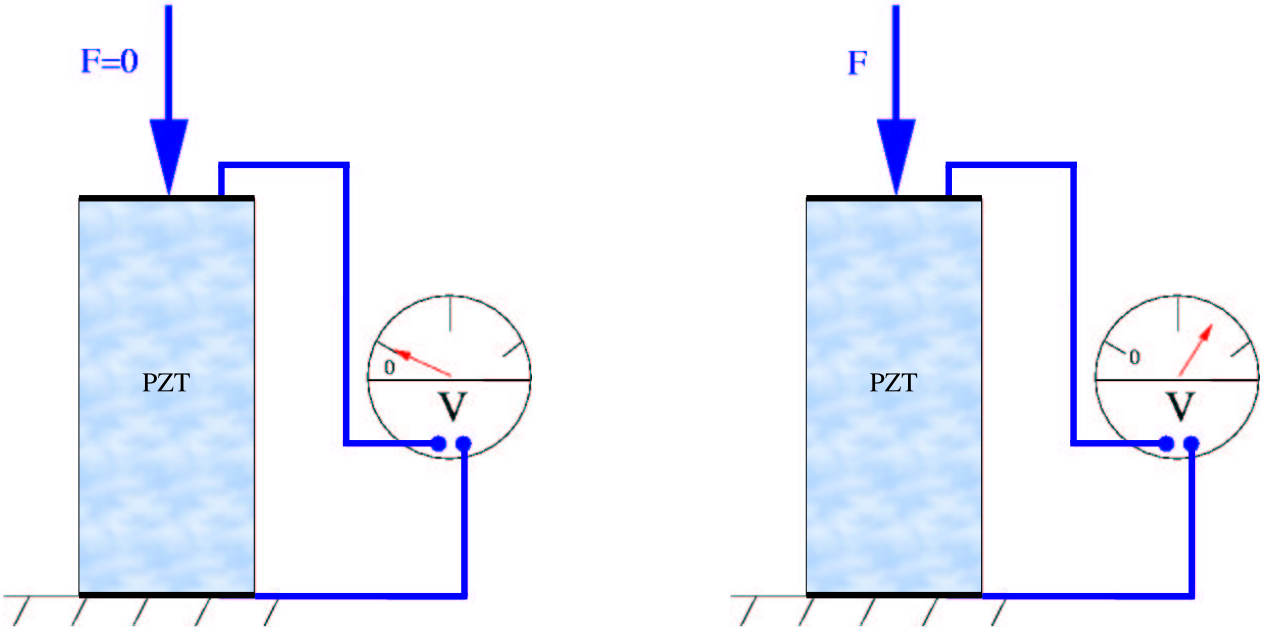


FIGURE 1.1 – Effet piézoélectrique direct

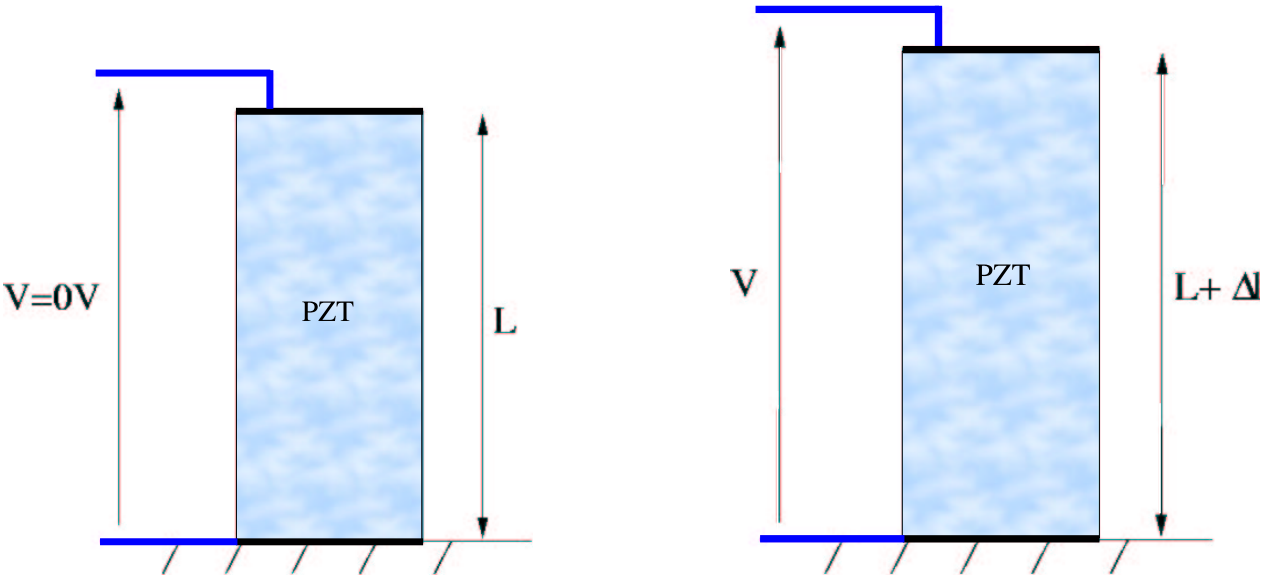


FIGURE 1.2 – Effet piézoélectrique inverse

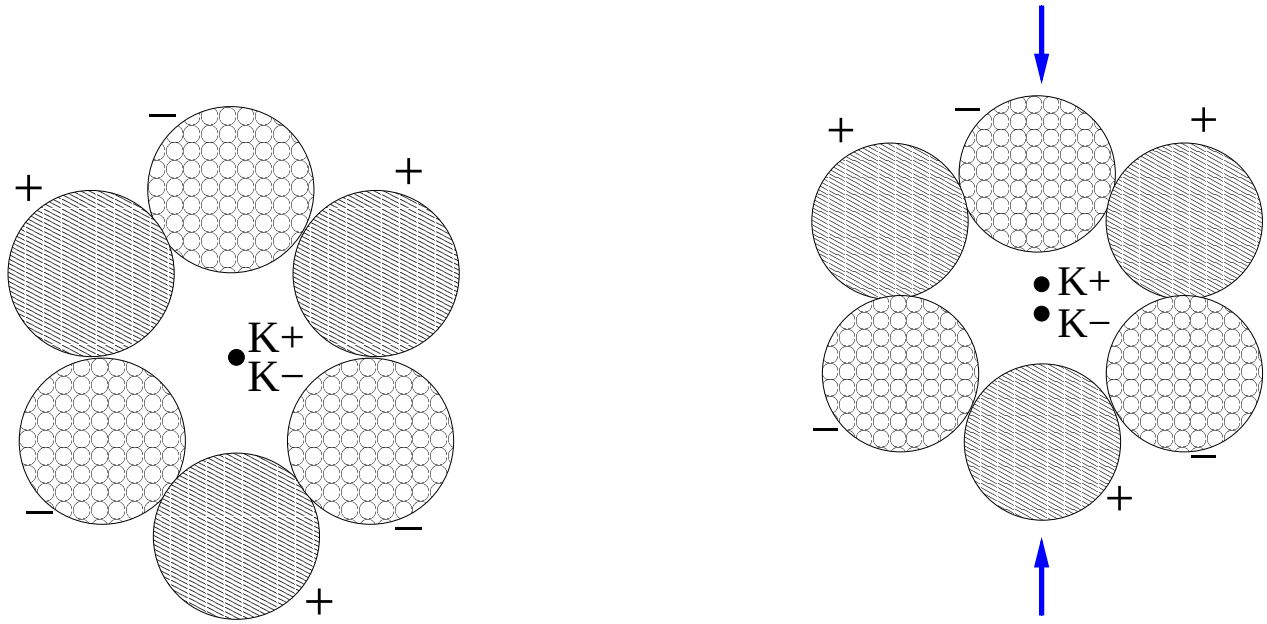


FIGURE 1.3 – Apparition d'un dipôle électrique dans une maille cristalline sous contrainte

ramiques *douces* utilisées pour les applications à bas niveau d'excitation possèdent des coefficients de couplages électromécaniques et des permittivités élevés. Les céramiques *dures* utilisées pour les applications de puissance ont de faibles pertes mécaniques et diélectriques.

1.2 Equations de la piézoélectricité

Un matériau présentant des caractéristiques piézoélectriques est à l'intersection de deux domaines physiques : il faut en effet tenir compte des couplages entre les effets mécaniques et électriques. L'anisotropie de ces matériaux impose l'utilisation de tenseurs permettant une identification des différentes directions.

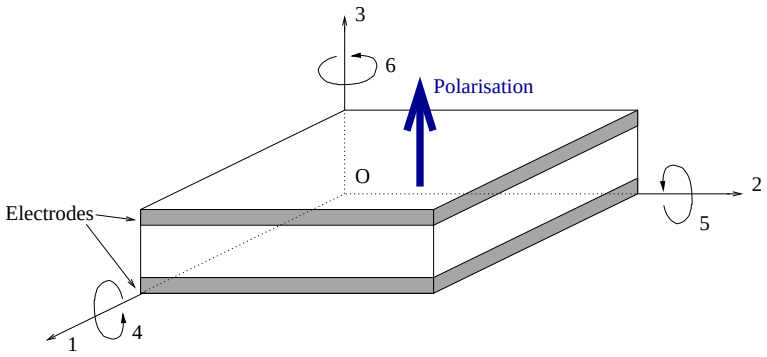


FIGURE 1.4 – Définition des directions pour une pastille piézoélectrique

L'effet mécanique dans un matériau élastique (dans la limite des petites perturbations) relie les déformations $\vec{S}$ (6*1) aux contraintes mécaniques $\vec{T}$ (6*1) par la loi de Hooke :

$$\vec{S} = [s]\vec{T} \tag{1.1}$$

$[s]$ étant la susceptibilité élastique (en m^2/N), de dimension (6*6).

Dans un diélectrique, le champ électrique $\vec{E}$ et l'induction $\vec{D}$ sont liés par la relation :

$$\vec{D} = [\varepsilon]\vec{E} \tag{1.2}$$

$[\varepsilon]$ étant la permittivité électrique (en F/m), de dimension (3*3)

Pour un matériau piézoélectrique, ces variables sont reliées entre elles, et les équations peuvent s'écrire de différentes manières. Si l'on considère la compensation active, c'est l'effet piézoélectrique inverse qui sera utilisé. Le système d'équations considéré est alors le suivant (équation 1.3), avec les grandeurs de sortie mécaniques.

$$\begin{cases} \vec{S} = & [d]^t\vec{E} + [s]^E\vec{T} \\ \vec{S} = & [g]^t\vec{D} + [s]^D\vec{T} \\ \vec{T} = & -[e]^t\vec{E} + [c]^E\vec{S} \\ \vec{T} = & -[h]^t\vec{D} + [c]^D\vec{S} \end{cases} \tag{1.3}$$

avec des matrices piézoélectriques constantes $[d], [e]$ et $[h]$ de dimension (3*6). L'exposant ^{t} indique la transposée de la matrice considérée et les autres exposants $[]^x$ indiquent que la matrice est obtenue à x constant. Ces matrices contiennent souvent des éléments nuls et il existe des relations entre ces différentes matrices constantes, si bien qu'il n'est pas nécessaire de connaître tous les coefficients les constituant. Plusieurs relations existent entre ces différentes matrices, et la connaissance de trois d'entre elles peut suffire à retrouver les autres. Dans la pratique, pour utiliser des éléments piézoélectriques dans un calcul avec un code éléments-finis, il suffira de fournir par exemple une matrice "électrique" ($[\varepsilon]$), une matrice "mécanique" ($[c]$) et une matrice "de couplage" ($[e]$) correspondant au matériau choisi.

1.3 Coefficient de couplage k

Une notion importante pour l'utilisation de pastilles piézoélectriques est le coefficient de couplage k. Ce dernier caractérise pour une céramique son aptitude à transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et inversement. Il est défini par :

$$k^2 = \frac{\text{énergie transformée}}{\text{énergie apportée}} \tag{1.4}$$

Il faut noter que ce coefficient varie quand le matériau est collé sur une structure. Ce paramètre est important pour les études de récupération d'énergie à partir de composants piézoélectriques, ou dans le cas de compensations des vibrations passives ou semi-passives. Pour ce denier cas, des études sont réalisées au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) de Lyon en parallèle de nos travaux afin de diminuer les vibrations de la MRV sans avoir besoin d'une source d'énergie

extérieure. Pour la compensation active, l'influence de ce coefficient est moindre.

1.4 Matériau piézoélectrique utilisé pour notre application

Comme dans le cas de nombreuses études sur la compensation de vibrations à l'aide d'éléments piézoélectriques, le matériau retenu pour notre application est une céramique au zircono-titanate de plomb (PZT). Il s'agit ici d'un matériau doux de référence P188, dont les principales caractéristiques utilisées dans les modélisations éléments-finis sont résumées dans la table 1.1.

	unité	valeur
$\varepsilon_{33}^S/\varepsilon_0$		837
$\varepsilon_{11}^S/\varepsilon_0$		1440
c_{11}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	13.22
c_{13}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	8.37
c_{12}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	8.23
c_{33}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	12
c_{44}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	2.95
c_{66}^E	$10^{10}N.m^{-2}$	2.5
e_{31}	$C.m^{-2}$	-4.3
e_{33}	$C.m^{-2}$	16.7
e_{15}	$C.m^{-2}$	11.8

TABLEAU 1.1 – Principales caractéristiques des céramiques PZT

1.5 Utilisation quasi-statique des pastilles piézoélectriques

Dans l'étude qui suit, nous considérons que les pastilles piézoélectriques ont un fonctionnement quasi-statique, c'est-à-dire que nous ne tenons pas compte de leurs propres fréquences de résonance. Si nous ne considérons que l'effet 2D dans un plan de coupe de la machine, les résonances des pastilles de PZT sont en effet éloignées dans les hautes fréquences (au-dessus de 100 kHz pour notre application) par rapport aux fréquences d'utilisation pour la compensation des vibrations (aux fréquences des modes mécaniques, donc en dessous des 20 kHz). La première fréquence de résonance pour les pastilles rectangulaires utilisées par la suite, avec le champ électrique et la polarisation en parallèle, se retrouve par l'équation 1.5 [39].

$$\frac{1}{2l_{pzt}\sqrt{\rho s_{11}^E}} \tag{1.5}$$

avec ρ la masse volumique, s_{11} un coefficient caractéristique du piézoélectrique (compliance à champ constant) et l_{pzt} la longueur la plus importante de la pastille de PZT, qui correspond dans notre cas en 2D à la longueur au niveau du collage sur le stator. Pour une pastille de PZT 188 utilisée par la suite, nous obtenons à l'aide de cette expression la première fréquence de résonance

de la pastille piézoélectrique dans le cas 2D aux environs de 130 kHz. Ce résultat est confirmé par une simulation avec un code E.F. présentée sur la figure 1.5.

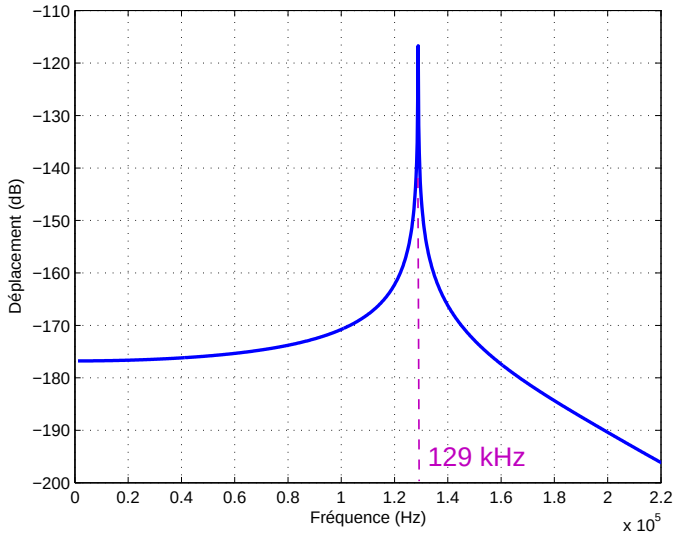


FIGURE 1.5 – Comportement d'une pastille de PZT 188, effet inverse

Cependant, si les trois dimensions de l'espace sont considérées, la dimension la plus importante de la pastille de PZT dans notre application est alors celle dans la longueur de la machine. La première fréquence de résonance obtenue est alors plus faible que celle du cas 2D (environs 45 KHz), et l'hypothèse d'une utilisation quasi-statique des pastilles piézoélectriques est alors plus discutable.

1.6 Autres paramètres importants

Les céramiques piézoélectriques présentent certains défauts : manque d'homogénéité et fiabilité de fabrication, porosité, et variations des caractéristiques suivant le vieillissement ou l'amplitude des sollicitations... En effet, soumettre une pastille à une tension ou une température trop importante peut amener une forte diminution de son efficacité. Dans le fonctionnement normal d'une machine tournante, l'élévation de température au niveau de la périphérie du stator reste généralement inférieure à la centaine de degrés, donc en dessous de la limite imposée pour les pastilles de PZT, dont la température de Curie se situe aux environs de 350°C. De même, les parties suivantes montrent que les tensions nécessaires pour diminuer les vibrations sont suffisamment faibles pour ne pas détériorer les actionneurs piézoélectriques, dont le comportement reste linéaire jusqu'à 300 V/mm dans notre cas.

Chapitre 2

Principe de la compensation active

2.1 Compensation active des vibrations d'une poutre ou d'une plaque

Le principe de base de la compensation active des vibrations d'une structure à l'aide de pastilles piézoélectriques collées sur sa surface est d'appliquer une déformation contraire à la déformation perturbatrice. L'exemple des poutres permet de bien comprendre le phénomène de déformation d'une structure à l'aide d'une pastille piézoélectrique (fig.2.1).

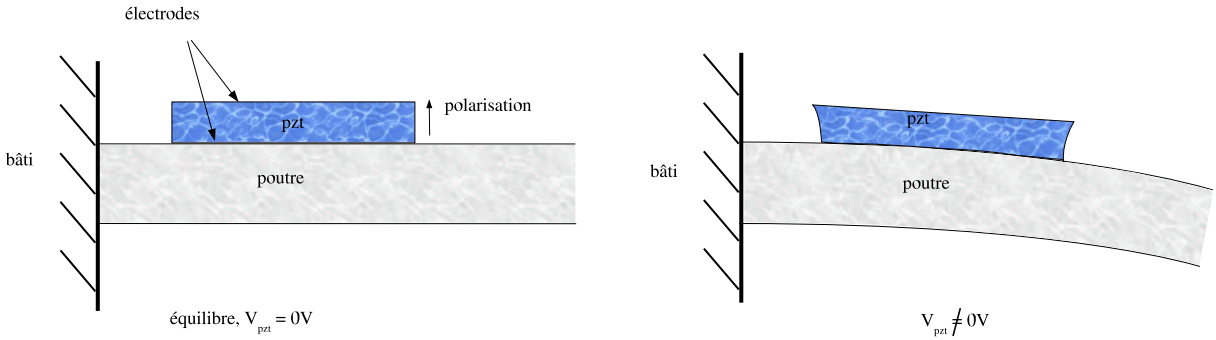


FIGURE 2.1 – Action d'une pastille de PZT sur une poutre

Une différence de potentiel imposée aux électrodes de la pastille PZT amène une déformation de celle-ci dans les trois directions. Dans le cas présenté, la déformation de l'actionneur dans la direction de polarisation n'a pas d'effet notable, puisque l'une des extrémités du piézoélectrique est libre, et peut se déplacer sans incidence sur le stator. Les déformations perpendiculaires à la direction de polarisation entraînent une déformation du support par l'intermédiaire de la colle nécessaire pour fixer la pastille. Pour une excitation statique, la courbure de la poutre se retrouve alors modifiée dans un plan de coupe comme celui présenté sur la figure 2.1. La seconde déformation non représentée ici conduit à une modification du rayon de courbure de la poutre dans un plan perpendiculaire au plan de coupe. Suivant la fréquence de l'excitation, la réponse mécanique de la poutre sera différente, et un

ou plusieurs de ses modes de résonance seront sollicités. Théoriquement, il faut donc appliquer une différence de potentiel qui impose la déformation, permettant de contrer la déformation perturbatrice et d'avoir ainsi au final un déplacement nul pour tous les points.

2.2 Principe de compensation sur un cylindre

Dans le cas de la MRV, nous avons vu que les efforts magnétiques sont responsables de la déformation du stator, et que deux composantes principales correspondant au mode 2 et 4 se superposent. En imposant une tension adéquate aux niveaux des électrodes des piézoélectriques, ces derniers vont ajouter une seconde déformation à la structure. La superposition de ces deux déformations doit laisser le stator dans sa position d'équilibre stable. Pour se rapprocher du cas d'un stator de MRV, nous utilisons un modèle simplifié de ce dernier constitué uniquement d'un cylindre creux. Le principe est alors le même que pour les plaques ou poutres : une déformation de la pastille de PZT collée sur la surface extérieure va entraîner une déformation de cette dernière. Pour un essai statique, le rayon de courbure du cylindre est localement modifié, de manière à avoir une ovalisation du stator (fig.2.2), comme dans le cas où il est déformé par les forces magnétiques localisées sur deux dents opposées. Si le spectre de l'excitation contient des fréquences proches de celles des modes 2 et 4, les déformations correspondantes détaillées dans les chapitres précédents seront présentes.

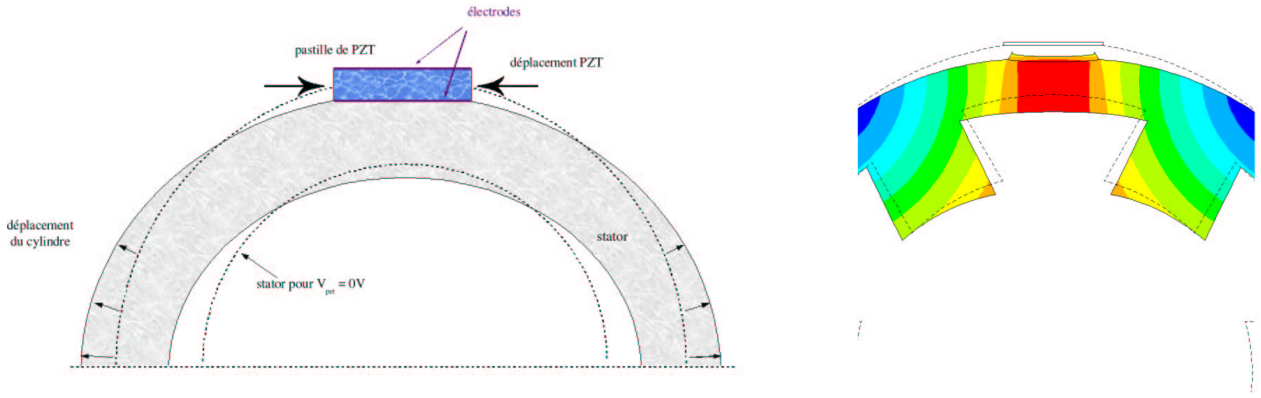


FIGURE 2.2 – Action d'une pastille de PZT sur un cylindre creux

Il sera donc nécessaire d'imposer une ddp avec des fréquences proches de celles du mode 2 pour que la déformation due aux pastilles compense celle résultant des forces magnétiques. Nous verrons dans les parties suivantes que la localisation et les dimensions des pastilles ont de l'importance sur leur aptitude à déformer le stator.

2.3 Méthodes de contrôle actif : généralités

Dans la pratique, le contrôle actif des vibrations passe par la mise en place d'un asservissement. Ainsi, c'est un correcteur numérique qui donne la tension à appliquer sur les électrodes des pastilles piézoélectriques à partir d'une mesure délivrée par un capteur. Plusieurs choix se présentent alors :

- quel est le capteur le plus adapté au problème ?
- quel est le correcteur le plus adapté au problème ?

Nous proposons dans cette partie de donner les différentes solutions envisageables pour ces deux points.

2.3.1 Choix du capteur

Les possibilités se présentant pour le choix du capteur délivrant l'information de déformation sont nombreuses : un accéléromètre, un capteur de vitesse ou de position (par exemple avec un vibromètre laser), une pastille piézoélectrique avec l'utilisation de l'effet direct, ou un capteur indirect d'accélération développé au laboratoire.

2.3.1.1 Accéléromètre piézoélectrique

Ces capteurs sont constitués de deux parties : une masse sismique soumise à l'accélération à mesurer et un élément de transduction. La masse subit une force qui tend soit à la déplacer, soit à la comprimer, et l'élément de transduction transforme ce déplacement ou cette force en signal électrique de sortie. Différentes technologies sont disponibles : piézoélectrique, piézorésistif, inductif... adaptés au phénomène étudié (niveau d'accélération et plage de fréquences). Dans notre cas, la technologie piézoélectrique a été retenue. Cette dernière possède les caractéristiques suivantes : faible encombrement mais nécessité d'un amplificateur de charge, et impossibilité d'utilisation pour des mesures statiques. De plus, la mesure est localisée puisque l'accéléromètre est collé en un point donné, et la couche de colle peut influencer la mesure. Certains modèles font travailler le matériau piézoélectrique en cisaillement, permettant ainsi la miniaturisation du capteur. Malgré cela, ce dernier peut dans certaines applications changer le comportement de la structure. Le réglage du gain de l'amplificateur de charge permet d'obtenir en sortie une tension directement proportionnelle à l'accélération radiale d'un point du stator. Cette solution présente l'inconvénient d'être relativement cher (plus de 2000 euros pour l'ensemble capteur et amplificateur de charge).

2.3.1.2 Vibromètre laser

Une solution à partir d'un vibromètre laser permet d'obtenir en sortie une tension proportionnelle à la vitesse ou à la position d'un point de la surface du stator. Cette solution est la plus onéreuse (plus de 20000 euros) et nécessite une alimentation extérieure. L'information est obtenue en envoyant un rayon laser sur une partie réfléchissante de la surface en mouvement, et en récupérant le rayon réfléchi. L'avantage principal qui en découle est que la mesure s'effectue sans contact avec la structure, et il est ainsi facile de mesurer les vibrations en plusieurs points du stator. Son utilisation industrielle pour la diminution des vibrations de structures semble très réduite.

2.3.1.3 La pastille de PZT en capteur

Par leur faible encombrement, leur poids réduit et leur aptitude à la conversion électromécanique, les matériaux piézoélectriques montrent toutes les qualités requises pour une utilisation dans le cadre d'un contrôle actif de vibrations. En outre, ils peuvent être employés pour constituer aussi bien les actionneurs électromécaniques que les capteurs de vibrations du dispositif. Leur comportement dans ce dernier cas n'est pas identique à celui obtenu avec un accéléromètre piézoélectrique. La pastille est ici directement collée sur la structure, et présente l'avantage d'être peu coûteuse, donc bien adaptée à une utilisation industrielle. Contrairement à l'accéléromètre qui nous renseigne directement sur l'accélération radiale d'un point du stator, la pastille piézoélectrique est sensible aux déformations de la structure. Le placement du capteur nécessite la recherche des points de la structure se déformant le plus, ce qui peut s'obtenir à l'aide d'un logiciel éléments-finis en calculant la répartition de l'énergie de déformation.

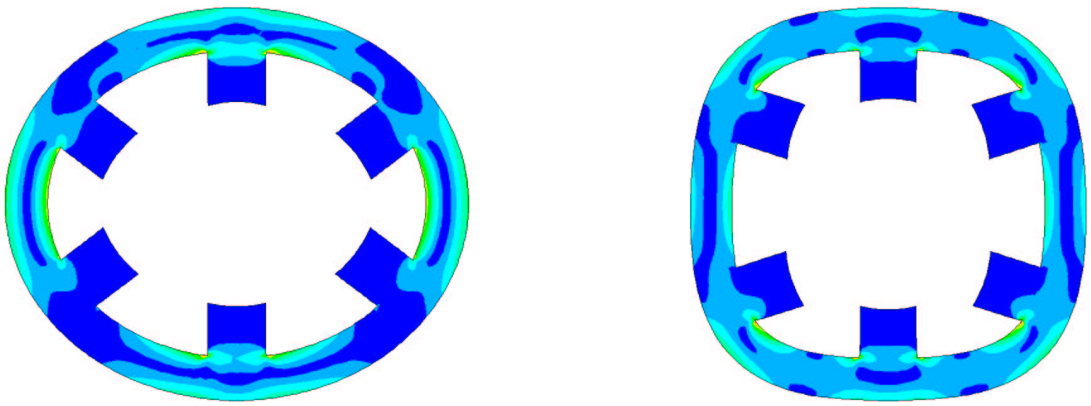


FIGURE 2.3 – Répartition de l'énergie de déformation pour les modes 2 et 4

En considérant les déformations au niveau des modes 2 et 4, les placements optimaux dans le cas du stator de la MRV correspondent aux surfaces avec le maximum d'énergie de déformation, représentées par les zones claires de la figure 2.3. Pour une excitation en créneau avec des actionneurs piézoélectriques collés sur la structure, les figures suivantes montrent le déplacement radial d'un point du stator situé au niveau d'une dent de l'axe vertical, l'allure de la déformation locale en ce point, et la tension relevée aux bornes des électrodes d'une pastille de piézoélectrique localisée à cette position. L'amplitude de cette tension du capteur dépend évidemment de ses dimensions.

Ces figures montrent la proportionnalité entre la déformation de la structure et la tension obtenue au niveau du capteur.

2.3.1.4 Capteur indirect

Un capteur indirect d'accélération a été développé au laboratoire SATIE [40]. L'idée est d'obtenir les profils temporels d'accélération sans utiliser de capteur piézoélectrique, et uniquement à partir des mesures de la position du rotor et du courant dans la machine, qui sont déjà des paramètres à connaître pour le fonctionnement autopiloté de la MRV. Il n'y a donc pas de capteur supplémentaire,

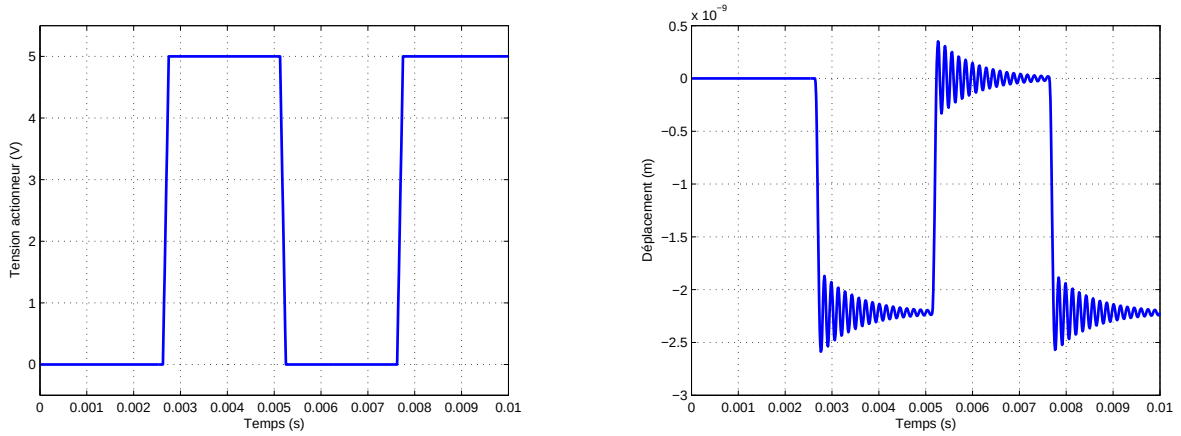


FIGURE 2.4 – Tension d'excitation de l'actionneur et déplacement d'un point du stator

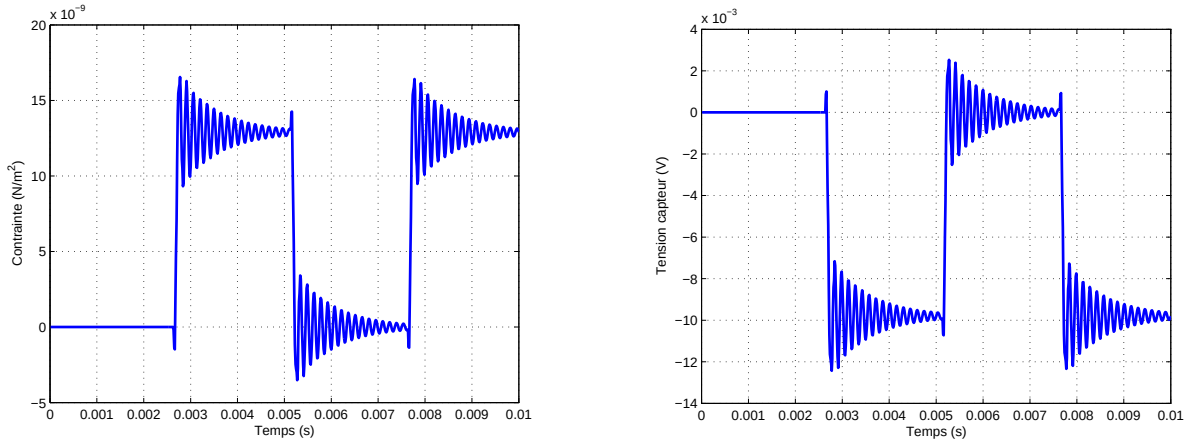


FIGURE 2.5 – Contrainte et tension électrique au niveau de la pastille de PZT

ce qui limite le prix de cette solution. A partir de ces deux mesures, il est possible de déduire la force radiale. Cette dernière est appliquée à une fonction de transfert représentant le comportement mécanique du stator. L'ensemble de ces fonctions est réalisé à l'aide de quelques circuits électroniques classiques. Dans le travail présenté par la suite, nous n'avons pas retenu ce capteur car il n'est sensible qu'aux accélérations d'origine magnétique, et n'est donc pas sensible aux sollicitations mécaniques. La compensation des vibrations de la MRV doit permettre de limiter ces dernières quelle que soit leur origine, si le correcteur utilisé le permet.

Dans l'étude qui suit, nous utilisons les pastilles de PZT uniquement comme actionneurs, le capteur retenu étant un accéléromètre à cisaillement. Il nous manque alors des informations pour obtenir les profils de vitesse ou de position vibratoires. Nous avons cependant vu dans les parties précédentes que les profils d'accélération au niveau de la surface du stator contiennent les composantes à limiter, i.e. celles correspondant aux modes 2 et 4.

2.3.2 Choix du correcteur numérique

Nous présentons dans cette partie les deux grandes familles de correcteurs pouvant être utilisées pour la compensation des vibrations, à savoir les contrôles feedback et feedforward.

2.3.2.1 Présentation du contrôle Feedback

La méthode de contrôle feedback ("contrôles par rétroaction") est bien connue puisque les correcteurs les plus classiques (PI...) en font partie. Olson et May [21] en sont les précurseurs pour le domaine des vibrations. Cette approche du problème peut se schématiser par la figure 2.6.

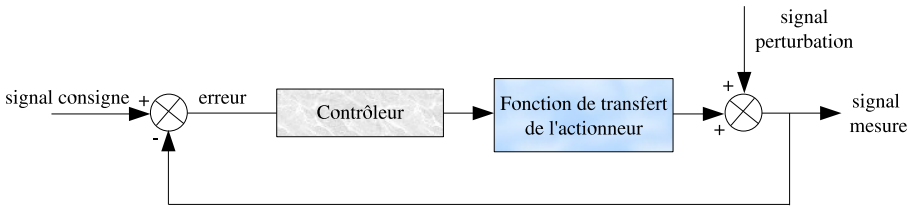


FIGURE 2.6 – Principe d'un contrôle par rétroaction

Le signal d'erreur obtenu par la différence entre la consigne et le signal mesuré est filtré par le contrôleur afin d'obtenir le signal de commande envoyé aux actionneurs. Si le principe est simple, cette méthode présente un inconvénient non négligeable, puisqu'en pratique il n'est pas possible d'annuler l'erreur sous peine de perdre l'information pour le contrôleur.

2.3.2.2 Présentation du contrôle Feedforward

Les premières recherches pour cette méthode de contrôle actif des vibrations ont été effectuées par Lueg en 1934 [20]. Elle se base sur la connaissance d'un signal de référence en corrélation avec la perturbation, et qui passe dans un filtre modifié en permanence. La figure 2.7 en présente le principe.

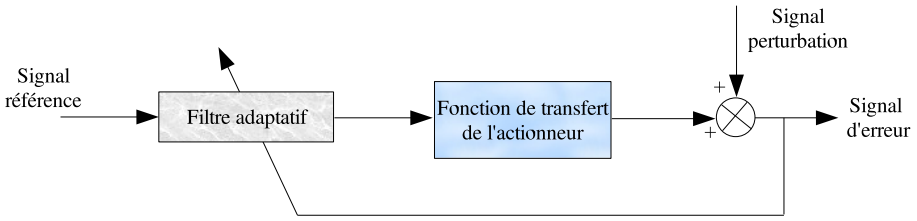


FIGURE 2.7 – Principe d'un contrôle feedforward

Le filtre est modifié en temps réel par la mesure du signal d'erreur. Plusieurs méthodes ont été développées à partir de ce schéma de principe. L'une d'elle, appelée X-lms, est couramment rencontrée en contrôle des vibrations de structures [25] [41]. Elle consiste à utiliser un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie, dont les différents coefficients sont mis à jour avec une méthode des moindres carrés pour "adapter" le filtre et ainsi diminuer le signal d'erreur.

Chapitre 3

Modélisation de l'effet des actionneurs piézoélectriques

Nous avons vu dans les parties précédentes le principe de déformation de la structure statorique avec les pastilles piézoélectriques collées sur sa surface extérieure. Leur effet sur les différents modes de résonance dépend fortement des choix retenus pour leur placement et leur dimensionnement. Nous proposons dans cette partie une méthode analytique justifiant les paramètres retenus pour notre application.

De la même manière que pour l'excitation électromagnétique, le comportement mécanique du système excité par des pastilles piézoélectriques se ramène à un système d'équations différentielles indépendantes, ici exprimé dans la base des modes.

$$[M_i]\ddot{a}_i + [K_i]a_i = F_i \tag{3.1}$$

Pour cette étude, nous recherchons à maximiser la force généralisée F_i propre à un mode i. Cette force correspond à l'aptitude des actionneurs à déformer la structure pour un mode donné. Pour le développement de cette méthode analytique, le stator de la MRV est considéré comme un cylindre creux, dont l'épaisseur de culasse est la même que celle de la structure initiale. L'effet des dents est donc totalement négligé. L'étude présentée se fait en deux dimensions dans un plan perpendiculaire à l'axe du cylindre, et les effets 3D des pastilles sur la structure ne sont pas considérés.

3.1 Déplacements du cylindre creux

Pour un cylindre creux et pour le problème 2D dans le plan de coupe, l'équation différentielle du déplacement du cylindre $w(\theta, t)$ en fonction de l'action des pastilles s'écrit [32] :

$$D\nabla^4 w + \rho h \ddot{w} = \frac{1}{R}\frac{\partial T_\theta}{\partial \theta} \tag{3.2}$$

avec :

$$D = \frac{Y_s h^3}{12(1-\nu_s^2)} \tag{3.3}$$

et

$$\nabla^4 = \frac{1}{R^4}\frac{\partial^4}{\partial \theta^4} \tag{3.4}$$

R est le rayon extérieur du cylindre creux, ρ la masse volumique, Y_s le module de Young, ν_s le coefficient de Poisson, h son épaisseur, T_θ le moment extérieur exercé sur le cylindre. La partie droite de la relation 3.2 correspond à une pression extérieure généralisée p_{ext}, exprimée en N/m^2. Si l'équation de déplacement dans le cas d'une poutre peut se résoudre analytiquement, le cas du cylindre est ici plus complexe. Ainsi, nous utilisons les connaissances du comportement de la structure pour simplifier l'étude qui suit. Pour rappel (cf. parties précédentes), nous écrivons le déplacement du cylindre pour un mode i donné $w_i(\theta, t)$ comme le produit d'une expression fonction du temps $q_i(t)$ et d'une fonction d'approximation de la déformée $X_i(\theta)$ correspondante avec le mode considéré.

$$w_i(\theta, t) = q_i(t) X_i(\theta) \tag{3.5}$$

Les fonctions $q_i(t)$ et $X_i(\theta)$ sont alors à exprimer suivant le mode excitant la structure, et sa fréquence de résonance associée.

3.2 Modélisation de l'action d'une pastille de PZT sur un cylindre

Nous nous proposons dans cette partie de déterminer une expression analytique de la force généralisée F_i qui sera ensuite utilisée pour le placement et le dimensionnement des actionneurs piézoélectriques. Cette dernière s'obtient à partir de la pression extérieure généralisée p_{ext} imposée par les pastilles de PZT sur le stator, et de la fonction d'approximation des déplacements indépendante du temps $X_i(\theta)$ au niveau de sa surface S.

$$F_i = \int_S p_{ext} X_i(\theta) dS \tag{3.6}$$

Il est donc nécessaire dans un premier temps d'exprimer les différents termes regroupés dans cette intégrale. Pour obtenir l'expression de la pression extérieure généralisée p_{ext}, nous recherchons maintenant l'expression du moment de courbure M_0 généré dans le stator par une pastille piézoélectrique avec une tension V_{pzt} imposée sur ses électrodes.

3.2.1 Moment de courbure généré dans la structure stator

Un pastille piézoélectrique est collée sur un méplat au niveau de la surface extérieure du cylindre de la manière présentée sur la figure 3.1 [42].

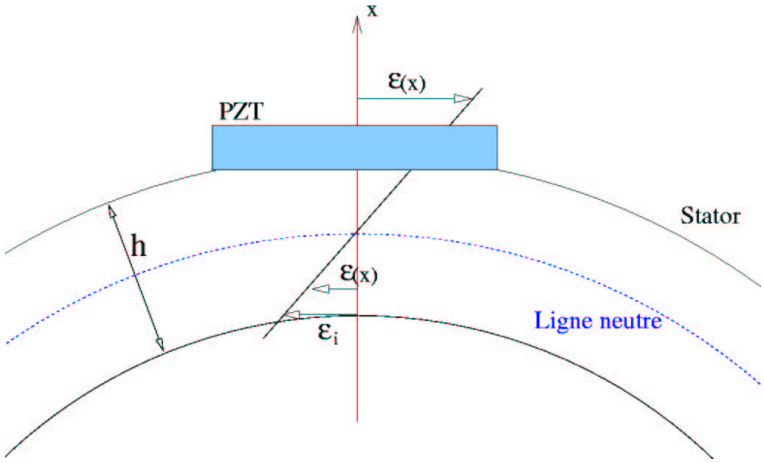


FIGURE 3.1 – Mise en place d'une pastille PZT sur un cylindre

Pour cette étude mécanique, nous prenons comme hypothèse l'existence d'une ligne neutre, correspondant à la région de la structure sans déformation. Sur une configuration symétrique, comme le cas d'une poutre avec une pastille piézoélectrique placée sur chacun de ses côtés, cette ligne neutre est localisée au milieu géométrique de la poutre. Dans notre cas, la structure ne présente pas ce type de symétrie et seulement une pastille de PZT est collée, au niveau de la surface extérieure du stator. La ligne neutre est alors localisée à une distance d_{ln} de la pastille, calculée avec l'expression 3.7 [43].

$$d_{ln} = \frac{h}{2}\frac{\frac{Y_s}{Y_p} - (\frac{e_p}{h})^2}{\frac{Y_s}{Y_p} + \frac{e_p}{h}} \tag{3.7}$$

Pour notre application, nous considérons que l'épaisseur de la pastille PZT restera toujours bien inférieure à l'épaisseur de culasse. Dans ces conditions, une approximation est faite en prenant $d_{ln} = h/2$, donc avec la ligne neutre au niveau du diamètre moyen de la culasse. Ce résultat est celui que l'on obtient quand les pastilles ne sont pas présentes, comme il est possible de le voir sur la figure 2.3 représentant les énergies de déformation pour les modes 2 et 4.

De plus, nous prenons comme hypothèse la linéarité de la déformation ε, i.e. qu'elle est proportionnelle à la position x du point considéré par rapport à la ligne neutre. Enfin, la couche de colle ainsi que l'influence du méplat ne sont pas prises en compte. La contrainte à l'interface stator/pastille est notée ε_i, et l'expression de $\varepsilon(x)$ devient alors :

$$\varepsilon(x) = \frac{\varepsilon_i}{h/2}x \tag{3.8}$$

En utilisant l'indice "s" pour le stator et "p" pour l'actionneur, le moment de courbure par unité

de longueur M_0 développé dans le stator s'exprime en fonction des contraintes σ_s dans la culasse :

$$M_0 = \int_{-\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}} \sigma_s(x) x dx \tag{3.9}$$

Nous utilisons alors la relation contrainte/déformation dans le stator :

$$\sigma_s(x) \quad = \quad Y_s \varepsilon(x) \tag{3.10}$$

avec Y_s le module de Young du stator, ce qui nous amène à une expression du moment linéique M_0 en fonction de la contrainte ε_i :

$$M_0 = \frac{Y_s \varepsilon_i h^2}{6} \tag{3.11}$$

La contrainte ε_i doit alors être exprimée en fonction des paramètres de l'actionneur, en utilisant la condition d'équilibre des moments :

$$\int_0^{\frac{h}{2}} \sigma_s(x) x dx + \int_{\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}+e_p} \sigma_p(x) x dx = 0 \tag{3.12}$$

et la relation contrainte/déformation dans la pastille piézoélectrique :

$$\sigma_p(x) \quad = \quad Y_p[\varepsilon(x) - d_{31}\frac{V_{pzt}}{e_p}] \tag{3.13}$$

Y_p est le module de Young du matériau PZT, d_{31} un coefficient piézoélectrique de la matrice [d], V_{pzt} la tension imposée aux électrodes de la pastille piézoélectrique, et e_p son épaisseur. L'expression de M_0 peut alors se mettre sous la forme :

$$M_0 = f(e_p)\frac{V_{pzt}}{e_p} = f(e_p) \parallel \vec{E} \parallel \tag{3.14}$$

avec

$$f(e_p) = \frac{Y_s Y_p h^2 d_{31} e_p (h + e_p)}{Y_s h^2 + 6Y_p(he_p + 2e_p^2 + \frac{4e_p^3}{3})} \tag{3.15}$$

Cette expression nous donne alors l'amplitude du moment de courbure linéique dans le stator en fonction des paramètres géométriques de la pastille et du champ $\vec{E}$ imposé. Ce moment de courbure est généré par des moments linéiques extérieurs T_θ modélisés par des lignes de moments localisées aux niveaux des limites géométriques de la pastille (approximation modèle poutre, figure 3.2) [44].

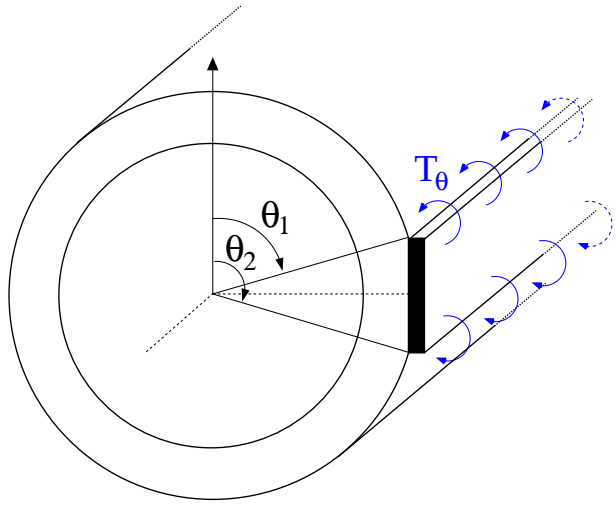


FIGURE 3.2 – Lignes de moments aux extrémités de la pastille PZT

Ces lignes de moments engendrent les moments de flexion M_0 dans la structure. Ainsi, les moments extérieurs que l'on va considérer dans l'équation de déplacement du cylindre dépendent des positions angulaires θ_1 et θ_2 des extrémités de la pastille (pour notre problème 2D) :

$$T_\theta = \frac{1}{R} M_0[\delta(\theta - \theta_1) - (\delta(\theta - \theta_2)] \tag{3.16}$$

avec $\delta()$ la fonction Dirac.

3.2.2 Force généralisée

Nous cherchons alors la force généralisée correspondante à un mode i (expression 3.6) prenant en compte la participation modale, qui correspond à l'approximation du déplacement $X_i(\theta)$, et la pression généralisée p_{ext}. Cette pression s'obtient à partir des équations de déplacement 3.2 et du moment extérieur dépendant de la position de l'actionneur piézoélectrique (θ_1 et θ_2) (éq. 3.16).

$$p_{ext} = \frac{1}{R}\frac{\partial T_\theta}{\partial \theta} \tag{3.17}$$

$$= \frac{1}{R^2} M_0[\delta^{'}(\theta - \theta_1) - \delta^{'}(\theta - \theta_2)] \tag{3.18}$$

Nous devons alors intégrer sur la surface S du stator :

$$F_i = \int_S \frac{1}{R^2} M_0[\delta^{'}(\theta - \theta_1) - \delta^{'}(\theta - \theta_2)] X_i(\theta) dS \tag{3.19}$$

Suite à une intégration par partie, la force généralisée se met finalement sous la forme :

$$F_i = \frac{M_0}{R^2}[X_i'(\theta_2) - X_i'(\theta_1)] \tag{3.20}$$

Suivant le mode i considéré, il suffit alors de connaître la fonction d'approximation du déplacement $X_i(\theta)$, et de maximiser l'expression de cette force généralisée pour optimiser les performances des actionneurs piézoélectriques.

3.3 Application au stator de la MRV

La connaissance du comportement modal de la structure nous permet d'exprimer les fonctions d'approximation $X_i(\theta)$. Nous avons vu dans la deuxième partie de ce mémoire que deux modes principaux caractérisent les vibrations du stator de la MRV : les modes 2 et 4. De plus, les déplacements des points de sa surface, à un instant fixé, sont considérés comme radiaux, et peuvent s'exprimer pour le mode 2 :

$$X_r = \widehat{X_r} cos(2\theta) \tag{3.21}$$

Cette expression correspond à la fonction d'approximation X_2, et pour le mode 2 nous avons alors le résultat donné par l'équation 3.24, avec f_2 la fréquence de résonance du mode 2. La figure 3.3 illustre ce résultat.

$$w_2(\theta, t) = q_2(t) X_2(\theta) \tag{3.22}$$

$$q_2(t) = cos(2\pi f_2 t) \tag{3.23}$$

$$X_2(\theta) = \widehat{X_r} cos(2\theta) \tag{3.24}$$

Pour la suite, nous considérons une fonction d'approximation normée, i.e. que nous prenons $\widehat{X_r} = 1$, car ce paramètre n'a pas d'intérêt pour le placement et le dimensionnement des actionneurs piézoélectriques. L'expression de la force généralisée correspondant à ce mode s'écrit alors :

$$F_2 = \frac{2M_0}{R^2}[sin(2\theta_1) - sin(2\theta_2)] \tag{3.25}$$

En utilisant la position angulaire θ_0 du milieu géométrique de la pastille à la place des positions de ses extrémités θ_1 et θ_2, cette expression devient :

$$F_2 = \frac{4M_0}{R^3} cos(2\theta_0) l_p \sqrt{1 - (\frac{l_p}{2R})^2} \tag{3.26}$$

avec l_p la longueur de la pastille dans le plan de coupe. De même, la force généralisée du mode 4 s'exprime par :

$$F_4 = \frac{16M_0}{R^3} cos(4\theta_0) l_p (1 - 2(\frac{l_p}{2R})^2) \sqrt{1 - (\frac{l_p}{2R})^2} \tag{3.27}$$

Ces formulations sont utilisées par la suite pour le positionnement et le dimensionnement des

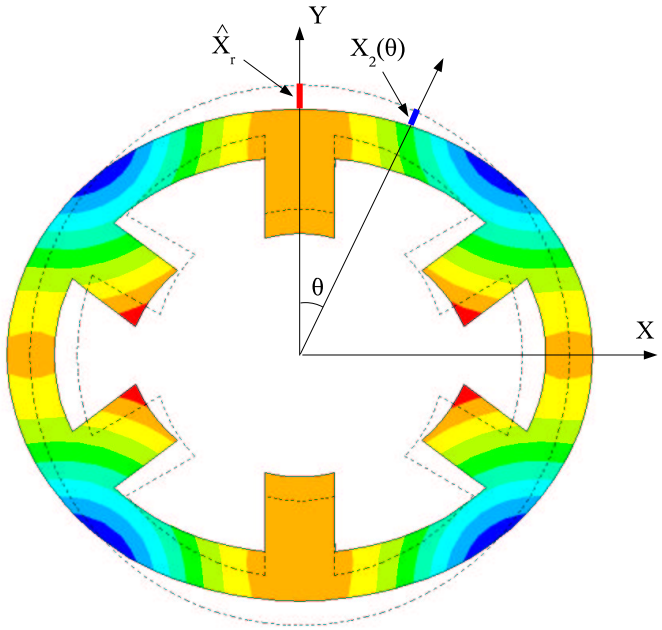


FIGURE 3.3 – Déplacements du stator au niveau du mode 2

pastilles de PZT. Les paramètres de cette étude sont la position angulaire de la pastille θ_0, sa longueur l_p et son épaisseur e_p. La dimension de la pastille dans l'axe du rotor est prise égale à celle la machine.

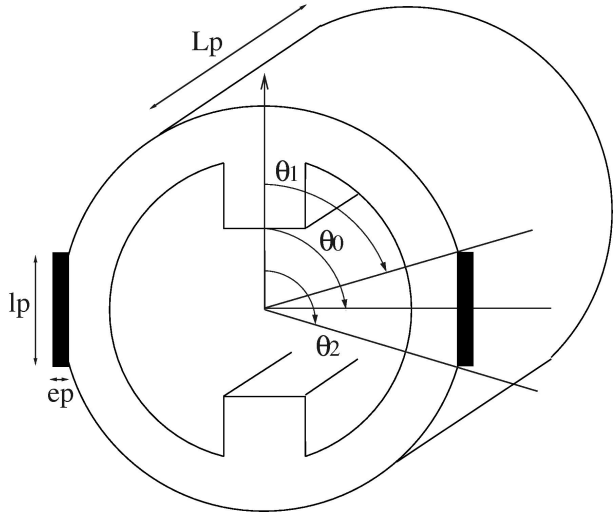


FIGURE 3.4 – Paramètres de l'étude (une seule phase représentée)

Les formules 3.26 et 3.27 ont l'avantage de séparer les influences de ces différents paramètres sur les valeurs des forces généralisées obtenues. En effet, l'influence de la position de la pastille se retrouve dans le terme en cosinus, celle de l'épaisseur dans M_0 et celle de la longueur dans le reste des expressions.

Chapitre 4

Validation expérimentale du principe de compensation par les pastilles de PZT

Pour commencer l'étude expérimentale de compensation des vibrations avec les pastilles de PZT, nous avons opté pour une machine simplifiée par rapport à la structure d'une MRV complète. Cette première maquette doit permettre de vérifier l'efficacité des pastilles pour cette application en se focalisant uniquement sur les vibrations et le bruit d'origine magnétique qu'elle émet [45].

4.1 Prototype monophasé

4.1.1 Présentation

L'idée principale est de pouvoir réaliser des essais en monophasé en se passant des problèmes de positionnement du rotor et de montage mécanique (flasques, roulements...). Cette nouvelle structure se présente alors uniquement comme un stator avec un entrefer équivalent aux entrefers qui sont présents dans une machine classique à rotor (figure 4.1 avec définition des axes). Les dents sont allongées de manière à avoir un entrefer de 0.25 mm, et elle émet donc un bruit acoustique dû aux forces magnétiques dans l'entrefer sans aucune partie tournante. Nous avons aussi profité de cette maquette pour n'avoir que le mode 2 de vibration dans le spectre audible, les autres fréquences de résonance étant voisines ou supérieures à 20 kHz. Son diamètre est ainsi légèrement plus faible que celui du stator de la MRV initiale. Les principales caractéristiques sont résumées dans la table 4.1.1.

Le matériau utilisé est le même que celui du stator de la MRV. Comme cette structure n'a pas d'autre but que de faire du bruit, nous pouvons la mettre en suspension, par exemple à l'aide d'un élastique, afin d'obtenir des conditions de mesure et de simulation éléments-finis identiques.

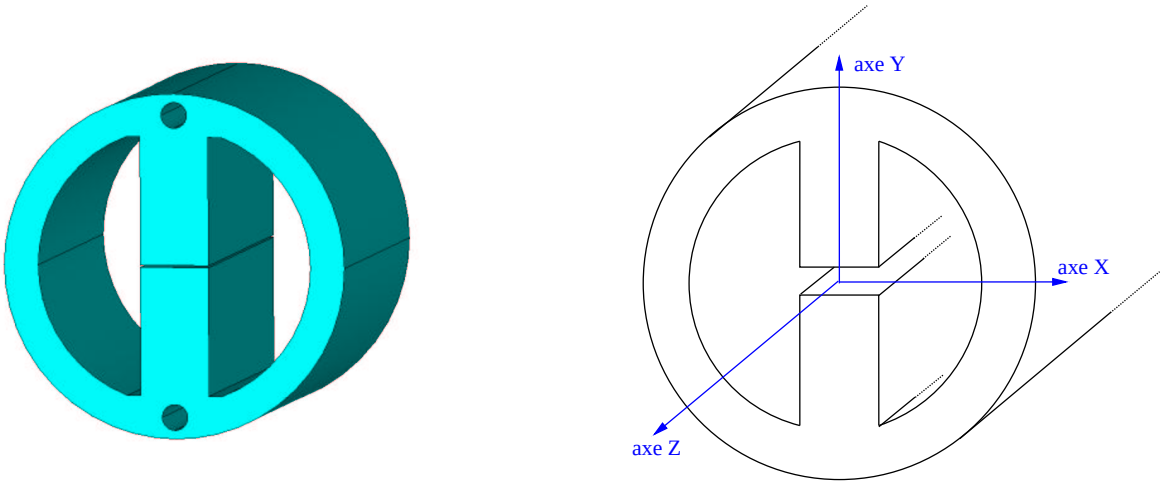


FIGURE 4.1 – Structure monophasée et définition des axes

diamètre stator	40 mm
longueur active	40 mm
entrefer	0.25 mm
épaisseur culasse	4 mm
nombre de spires	100

TABLEAU 4.1 – Principales caratéristiques de la machine simplifiée

4.1.2 Modèle mécanique

L'étude des modes mécaniques de cette structure à l'aide d'un logiciel éléments-finis nous montre que le mode 2 présentant l'ovalisation avec 4 nœuds de vibration est placé un peu au-dessus de 6 kHz. Le mode 3 se retrouve aux environs de 19.4 kHz et le mode 4 vers 30 kHz. Le spectre des accélérations est alors obtenu dans un premier temps par calculs E.F. pour une force magnétique de 1 N imposée sur la surface des deux dents au niveau de l'entrefer.

Le mode 3 n'est pas présent, comme pour le cas du stator de la MRV avec excitation sur deux dents opposées. Nous pouvons ensuite comparer ces résultats de calcul avec ceux obtenus par une mesure du diagramme de Bode réel. Le problème rencontré pour obtenir ces mesures est qu'il n'est pas possible d'imposer directement des forces magnétiques, puisque nous ne pouvons agir qu'au niveau du courant. Pour une tension imposée constante, l'amplitude de ce dernier varie en fonction de la fréquence, puisque l'impédance est en $L\omega$. Il faut alors procéder à une régulation permettant d'avoir une amplitude de force magnétique constante quand la fréquence de l'excitation varie. Comme cela a été précisé dans la deuxième partie de ce mémoire, la fréquence de l'accélération mesurée est de plus le double de celle du courant imposé. Pour pouvoir normaliser le diagramme de Bode mesuré avec une force magnétique de 1 N, il faut connaître la relation entre le courant et la force. Pour nos essais, nous avons utilisé la relation simplifiée suivante :

$$i(t) = \hat{I}.sin(\omega t) \tag{4.1}$$

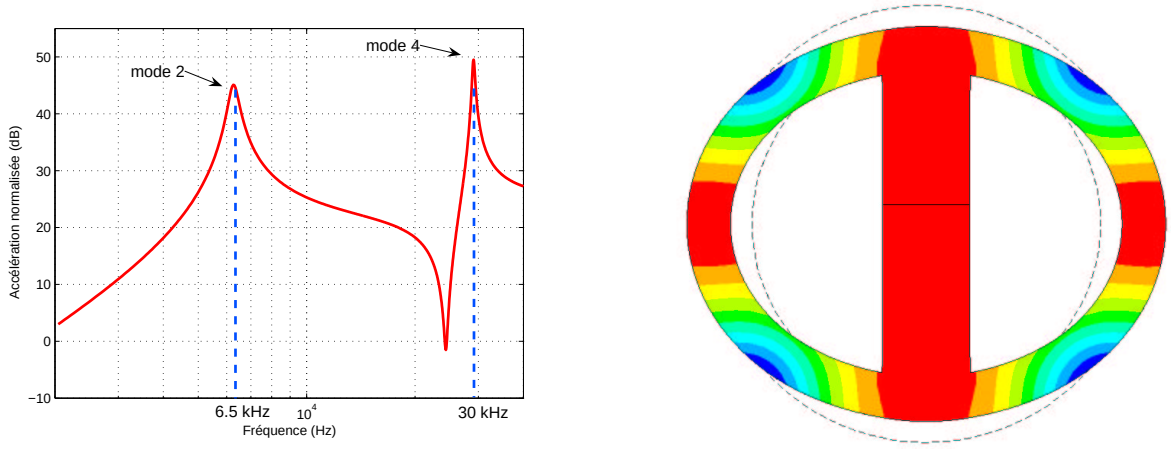


FIGURE 4.2 – Spectre de l'accélération calculée pour une force magnétique de 1N et déplacements au niveau du mode 2

$$F(t) = \frac{1}{2}\frac{B^2}{\mu_0}S_d = \frac{\mu_0 S_d}{2}(\frac{Ni(t)}{e})^2 \tag{4.2}$$

avec S_d la surface d'une dent au niveau de l'entrefer, et e la longueur de ce dernier. La composante sinusoïdale $\tilde{F}(t)$ de la force magnétique a alors pour amplitude :

$$\tilde{F}(t) = \frac{\mu_0 S_d}{4}(\frac{N\hat{I}}{e})^2 \tag{4.3}$$

Nous pouvons alors procéder à la mesure d'un diagramme de Bode pour un courant donné, et le normaliser ensuite à une force magnétique correspondante de 1 N. Le résultat obtenu est ensuite comparé à celui donné par le calcul E.F précédent (fig.4.3).

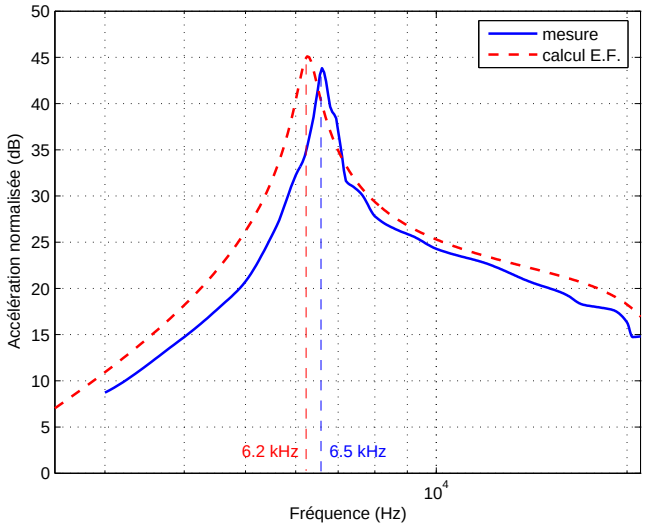


FIGURE 4.3 – Comparaison des spectres d'accélération pour une force magnétique de 1N

Les comportements calculé et mesuré sont proches, la fréquence de résonance donnée par la méthode E.F. est légèrement plus petite. Ce résultat semble acceptable vu les simplifications utilisées pour le modèle E.F., comme par exemple l'influence des bobinages non prise en compte. En négligeant les modes supérieurs, le comportement mécanique de cette machine simplifiée peut alors être modélisé par une simple fonction de transfert du second ordre liant accélération γ_{mgt} et force magnétique F_{mgt}, de la forme :

$$\frac{\gamma_{mgt}}{F_{mgt}} = \frac{H_{mgt}\dfrac{p^2}{\omega_{mgt}^2}}{1 + 2\xi_{mgt}\dfrac{p}{w\omega_{mgt}} + \dfrac{p^2}{w\omega_{mgt}^2}} \tag{4.4}$$

avec :

$$\omega_{mgt} = 2\pi.6600 \tag{4.5}$$

$$\xi_{mgt} = 0.03 \tag{4.6}$$

$$H_{mgt} = 8 \tag{4.7}$$

La figure 4.4 compare les spectres calculé par la méthode E.F, mesuré, et le modèle retenu. Ce modèle très simple de la perturbation peut ensuite être utilisé pour des simulations de régulation sous Matlab Simulink.

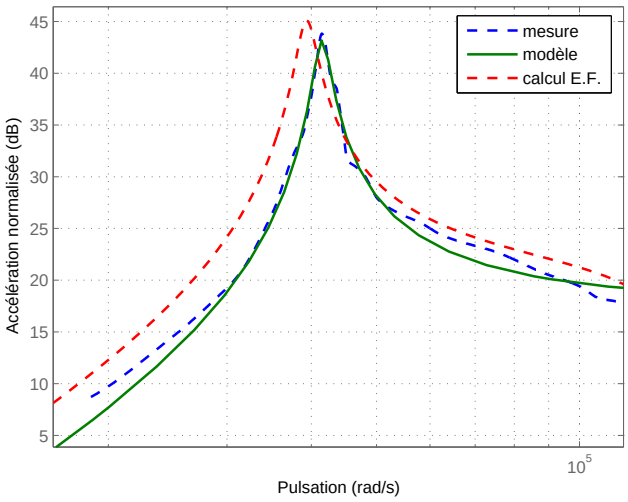


FIGURE 4.4 – Comparaison des spectres d'accélération pour une force magnétique de 1N

4.1.3 Simulation d'un comportement vibratoire proche de celui d'une MRV

Pour le diagramme de Bode présenté précédemment, les mesures d'accélération sont réalisées pour une excitation sinusoïdale, en injectant un courant de fréquence et d'amplitude choisies, ce qui correspond à une force magnétique elle-même sinusoïdale. Nous avons vu dans la deuxième partie que dans le cas d'un fonctionnement classique de MRV avec des profils de courant en créneau, la force magnétique au niveau des dents a une allure temporelle proche d'une dent de scie (fig.4.5).

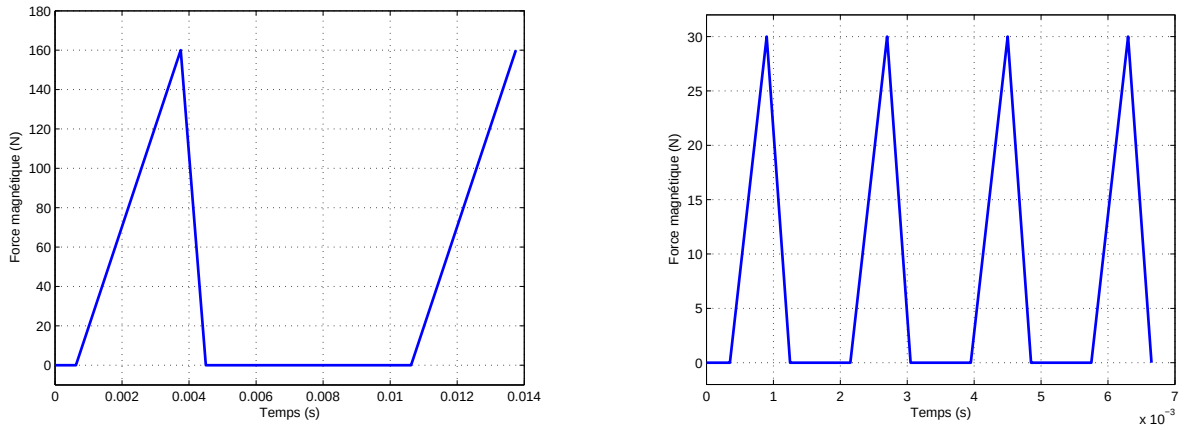


FIGURE 4.5 – Allures temporelles des forces magnétiques au niveau des dents en basse et haute vitesses

Pour être plus proches du cas réel, nous avons donc à imposer des allures de force proches de ces dernières. Dans le cas d'une MRV, c'est la rotation du rotor qui impose une chute brutale de la force magnétique à certains moments (par modification de la réluctance présentée au passage du flux). Comme nous n'avons pas de partie mobile dans notre machine simplifiée, nous choisissons directement une allure du courant de consigne amenant un tel profil de force. Un exemple pratique présentant les allures de courant et les mesures des accélérations correspondantes pour des simulations de fonctionnement en basse et haute vitesses est donné sur la figure 4.6.

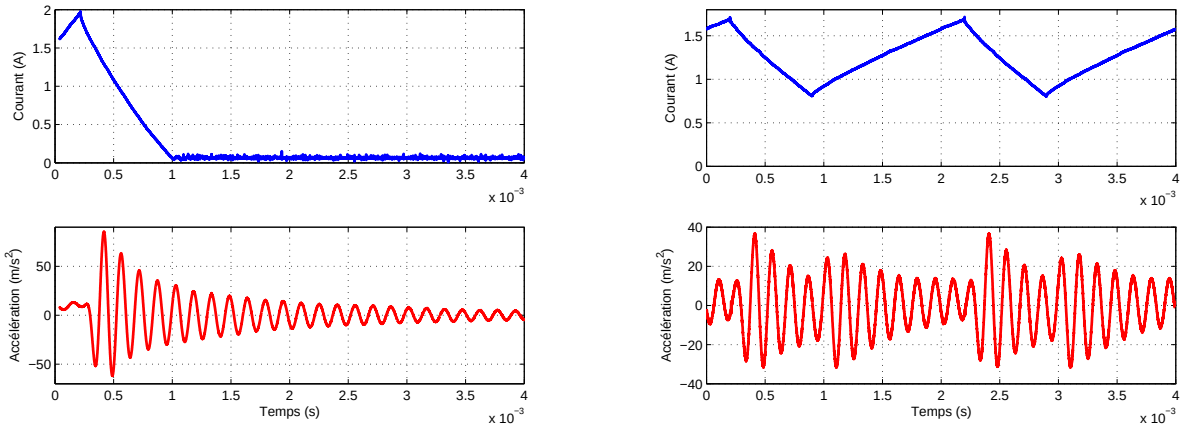


FIGURE 4.6 – Allures temporelles des courants injectés et des accélérations mesurées en basse et haute vitesses

Nous avons ainsi un fonctionnement en basse vitesse pour lequel les ondulations de l'accélération

ont le temps de s'annuler avant la perturbation suivante, et un fonctionnement en haute vitesse, avec une amplitude des ondulations de l'accélération qui reste toujours importante. On retrouve bien évidemment les oscillations correspondantes au mode 2 de cette structure, avec une amplitude maximale aux instants de rupture de pente du courant avec i non nul. Ces deux allures de perturbation seront utilisées par la suite pour les essais de régulation sous Matlab Simulink et expérimentaux.

4.2 Mise en place des actionneurs et du capteur

Nous recherchons les meilleures solutions de position et de dimensionnement des piézoélectriques afin de maximiser la force généralisée F_2 à partir de l'expression obtenue dans les parties précédentes. Les paramètres de cette étude sont le nombre de pastilles de PZT à coller sur la surface extérieure du stator, leurs positions angulaires, leurs épaisseurs e_p et leurs longueurs l_p.

4.2.1 Nombre d'actionneurs piézoélectriques

La première étape consiste à choisir le nombre de pastilles de PZT à coller sur la structure. Il est évident qu'un faible nombre d'actionneurs piézoélectriques limite le coût de la solution et facilite la réalisation du prototype. D'un autre côté, un nombre plus important peut augmenter l'efficacité de la compensation des vibration. Le choix de ne prendre qu'une seule pastille a été rejeté pour éviter une dissymétrie géométrique qui serait susceptible d'exciter des modes non touchés par une excitation symétrique, comme le mode 3. Plusieurs essais ont été réalisés avec des modèles développés sous Ansys, afin de vérifier la faisabilité des différentes solutions. La figure 4.7 présente la structure de la MRV avec trois actionneurs piézoélectriques. Pour cet essai en statique, les tensions électriques imposées aux bornes des électrodes des différents actionneurs piézoélectriques ne sont pas identiques, mais choisies de manière à retrouver une ovalisation du stator. De cette manière, cette configuration est capable d'agir au niveau du mode 2 du stator.

Pour notre machine simplifiée, nous avons finalement retenu une solution avec uniquement deux pastilles de PZT collées de manière à garder une symétrie pour les excitations, en imposant la même ddp sur les deux actionneurs (alimentation en parallèle). Les solutions avec un nombre de pastilles supérieur à 2 n'ont pas été retenues pour ne pas compliquer les mesures expérimentales. Pour l'étude sur des stators de MRV de diamètres plus importants, le choix du nombre de piézoélectriques à coller sera à reconsidérer.

4.2.2 Placement des pastilles de PZT et de l'accéléromètre

Concernant les actionneurs piézoélectriques, il faut évaluer ici leur efficacité à déformer la structure en fonction de leur positions angulaires. Le placement des pastilles de PZT est obtenu en utilisant les résultats de la modélisation détaillée dans les parties précédentes. En ne considérant que le mode 2 de la machine simplifiée, cela revient pour l'actionneur à maximiser la force généralisée F_2 en jouant sur le paramètre θ_0.

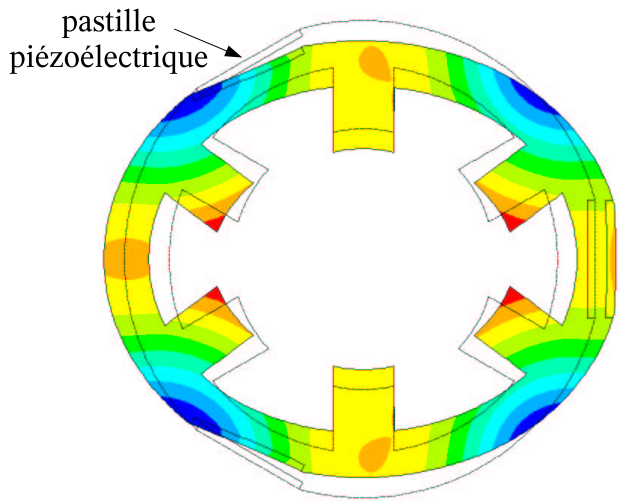


FIGURE 4.7 – modèle E.F. de la MRV avec 3 pastilles piézoélectriques

$$F_2 = \frac{4M_0}{R^3} cos(2\theta_0) l_p \sqrt{1 - (\frac{l_p}{2R})^2} \tag{4.8}$$

Le terme en cosinus donne en effet directement les positions maximisant l'efficacité des piézoélectriques quand il est égal à 1 en valeur absolue. Pour le mode 2, cela revient alors à choisir $\theta_0 = k\frac{\pi}{2}$. Nous retrouvons ici une méthode classique qui est de placer les actionneurs entre les nœuds de vibrations. En effet, un actionneur situé au niveau d'un nœud de vibration pour un mode donné ne pourra exciter ce dernier. De la même manière, notre capteur accéléromètrique placé au niveau d'un nœud de vibration ne pourra pas donner d'information sur ce mode car il n'y est pas sensible, il fournira alors de meilleurs renseignements sur l'état mécanique de la structure s'il est directement placé aux points de déplacements maximum du stator. Le résultat serait identique avec un capteur constitué d'une pastille de PZT à coller au niveau des déformations maximales, représentées par les zones claires de la figure 4.8.

Ces résultats pourraient se retrouver à partir des matrices de commandabilité et d'observabilité du système mis sous forme d'état. Les figures 4.9 et 4.10 résument sur un même graphique les résultats concernant les placements des actionneurs piézoélectriques et de l'accéléromètre. Ces figures montrent l'influence des positions sur une grandeur proportionnelle à l'efficacité du capteur accéléromètrique à délivrer l'information quand la structure est déformée par les pastilles de PZT.

Les placements optimaux correspondent aux sommets de la surface, il reste ainsi un choix restreint de placements acceptables pour agir sur le mode 2. Pour le cas de notre structure simplifiée, nous avons placé le couple de pastilles de PZT dans l'axe des abscisses (axe X). Un calcul E.F. a montré que cette position permet d'obtenir une efficacité des actionneurs piézoélectriques légèrement plus grande que dans le cas de l'axe des ordonnées. Ce résultat non obtenu par la méthode analytique provient de la présence des dents, qui sont ici de dimension importante relativement à la culasse et qui rigidifient localement la structure. Afin de mesurer les accélérations, l'accéléromètre piézoélectrique

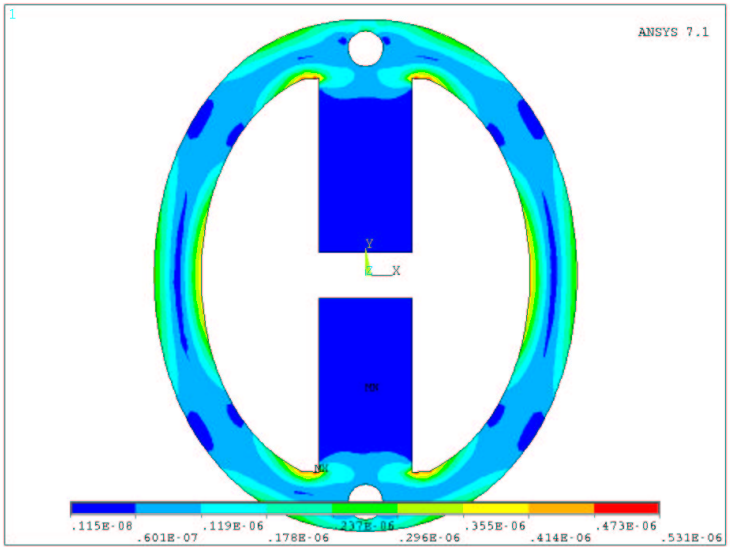


FIGURE 4.8 – Déformations de la structure monophasée à la fréquence du mode 2

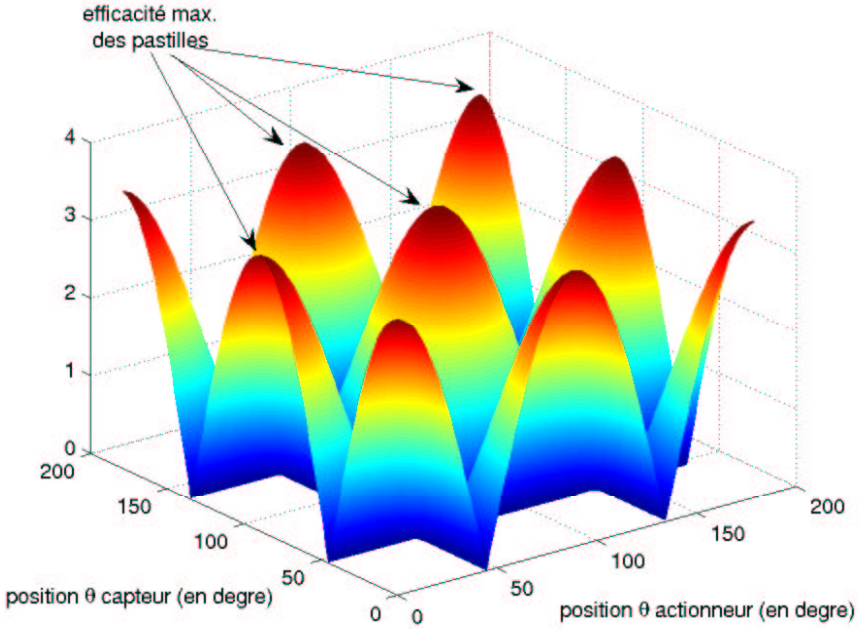


FIGURE 4.9 – Positionnement des actionneurs et du capteur, cas du mode 2

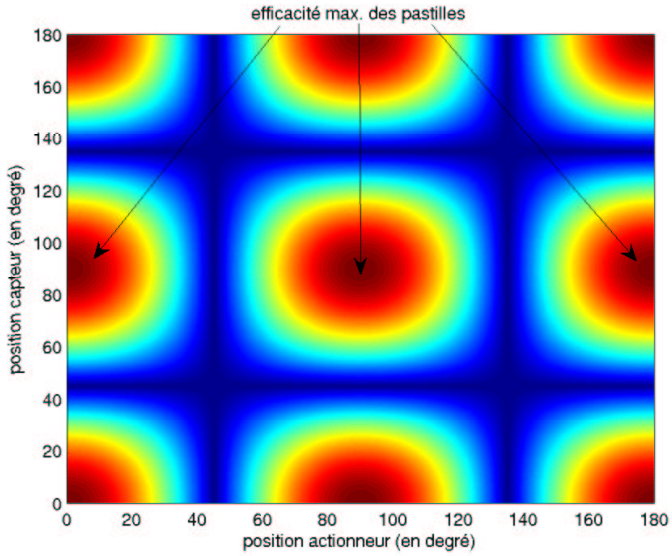


FIGURE 4.10 – Positionnement actionneur et capteur, cas du mode 2 (vue de dessus)

est par contre placé au-dessus d'une dent dans l'axe des ordonnées. Pour une solution ultérieure utilisant une pastille de PZT en tant que capteur, il sera envisageable de placer cette dernière au même niveau que les actionneurs piézoélectriques.

4.2.3 Dimensionnement optimal des piézoélectriques

Le dimensionnement des pastilles de PZT peut se faire en regardant l'influence de leur épaisseur e_p et de leur longueur l_p sur les efforts qu'elles produisent. Nous recherchons alors les valeurs optimales de ces paramètres maximisant la force généralisée F_2 obtenue dans les parties précédentes. Nous verrons cependant que d'autres facteurs entrent en jeu, et les dimensions finales retenues seront différentes de ces valeurs optimales.

4.2.3.1 Influence de l'épaisseur e_p

Afin de juger de l'influence de l'épaisseur de la pastille piézoélectrique sur les déplacements engendrés, nous reprenons la formulation du moment M_0 (équation 4.9).

$$M_0 = f(e_p)\frac{V_{pzt}}{e_p} = f(e_p) \parallel \vec{E} \parallel \tag{4.9}$$

En effet, la seule connaissance de $f(e_p)$ permet directement d'estimer l'influence de l'épaisseur e_p sur les déplacements, puisque ce paramètre n'intervient que par cette expression. Deux critères différents sont ici détaillés pour l'optimisation de l'épaisseur.

Puisque la déformation d'une pastille de PZT seule varie linéairement avec le champ électrique $\vec{E}$, nous pouvons dans un premier temps rechercher l'épaisseur optimale à $\vec{E}$ constant. La figure 4.11 présente une comparaison entre les résultats obtenus avec la méthode analytique, et ceux donnés par

des calculs éléments-finis. Pour la méthode analytique, nous calculons l'influence de l'épaisseur sur le moment M_0 obtenu à partir de l'expression précédente. Le logiciel éléments-finis nous donne de son côté le spectre du déplacement du point du stator au niveau du capteur. Ces calculs harmoniques nous renseignent de cette manière sur l'efficacité de l'actionneur à déformer la structure au niveau du mode 2, en fonction de l'épaisseur e_p. Il est alors possible de comparer ces résultats en admettant la proportionnalité entre moment développé et déplacement, valable dans le cas des petites déformations. Pour faciliter cette comparaison, les deux courbes obtenues sont donc normalisées par rapport à leurs valeurs maximales respectives.

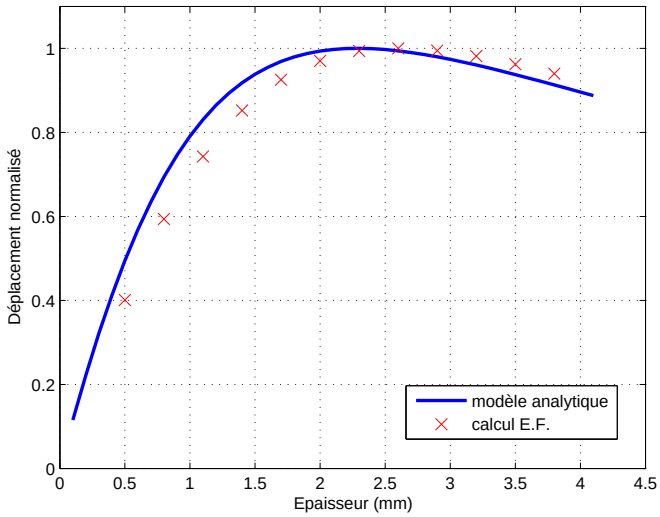


FIGURE 4.11 – Influence de l'épaisseur e_p à champ $\vec{E}$ constant

Nous pouvons voir sur ces courbes la concordance entre les deux méthodes. Nous notons qu'il existe une valeur optimale de l'épaisseur, valeur ici légèrement supérieure à 2 mm. Cependant, cette valeur est importante par rapport à l'épaisseur du stator, et comme nous le verrons plus loin, elle ne sera finalement pas retenue pour le prototype.

Une autre possibilité est de chercher l'épaisseur permettant de minimiser la tension V_{pzt} à appliquer pour un déplacement donné. Nous présentons ici le résultat pour le choix de l'épaisseur e_p de pastille permettant de minimiser la tension à appliquer pour obtenir un déplacement donné. Cette méthode paraît plus intéressante que la précédente pour notre application, car travailler à faible tension peut nous permettre de ne pas utiliser d'amplificateur de puissance pour l'alimentation des piézoélectriques, limitant ainsi le coût de cette solution. La figure 4.12 obtenue par la méthode analytique présente la tension nécessaire pour atteindre un déplacement fixé en fonction de l'épaisseur de la pastille. Ceci revient à tracer la courbe $V_{pzt} = M_0.e_p/f(e_p)$ en fonction de e_p, avec M_0 constant.

Cette courbe montre la nécessité de travailler avec une épaisseur de pastille faible afin de limiter la tension V_{pzt} nécessaire. Plusieurs paramètres qui imposent la limite inférieure pour l'épaisseur sont alors à prendre en compte. D'une part, le champ maximal que peut supporter le piézoélectrique (comportement linéaire jusqu'à 300 V/mm, champ maximal admissible de l'ordre de 700 V/mm) :

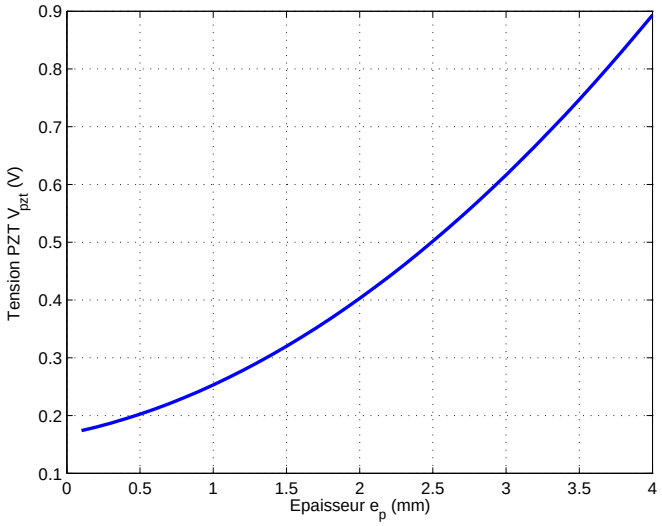


FIGURE 4.12 – Influence de l'épaisseur sur la tension nécessaire pour un moment fixé

en effet, pour e_p faible, il se peut que la tension nécessaire pour atteindre le déplacement nécessaire amène un champ $\vec{E}$ trop important, ce qui conduit à une détérioration rapide de la pastille et donc une perte importante de son efficacité à se déformer. D'autre part, la tenue mécanique d'une pastille de PZT fine est limitée, ce qui peut limiter son utilisation sur une longue durée.

4.2.3.2 Influence de la longueur l_p

Pour évaluer la longueur optimale, nous pouvons à nouveau nous baser sur notre modélisation, en calculant l'influence de l_p sur la force généralisée F_2. Le terme dépendant de la longueur de pastille est le suivant :

$$l_p\sqrt{1-(\frac{l_p}{2R})^2} \tag{4.10}$$

La courbe correspondante est présentée figure 4.13, avec en comparaison les résultats obtenus par simulation éléments-finis. De la même manière que précédemment, les calculs E.F. sont réalisés en harmonique (avec des excitations sinusoïdales) autour de la fréquence de résonance du mode 2. Les deux courbes sont normalisées par rapport à leurs valeurs maximales. Il est donc important ici de se concentrer sur l'allure de ces courbes, et non pas sur leurs amplitudes, puisque ces dernières sont liées au choix retenu pour la normalisation. Pour rappel, le modèle analytique est valable uniquement pour des valeurs faibles de la longueur l_p, puisque dans le cas contraire, le modèle du cylindre creux utilisé pour simplifier l'étude s'éloigne trop du stator avec les méplats.

Les valeurs de longueurs dans l'intervalle présenté étant relativement faibles par rapport au diamètre de la machine, le terme sous la racine de l'expression 4.10 est proche de l'unité. Comme nous pouvons le voir, le déplacement est alors quasi proportionnel à la longueur l_p, si bien qu'il faudra choisir une valeur "la plus importante possible". Etant donné que le modèle analytique ne

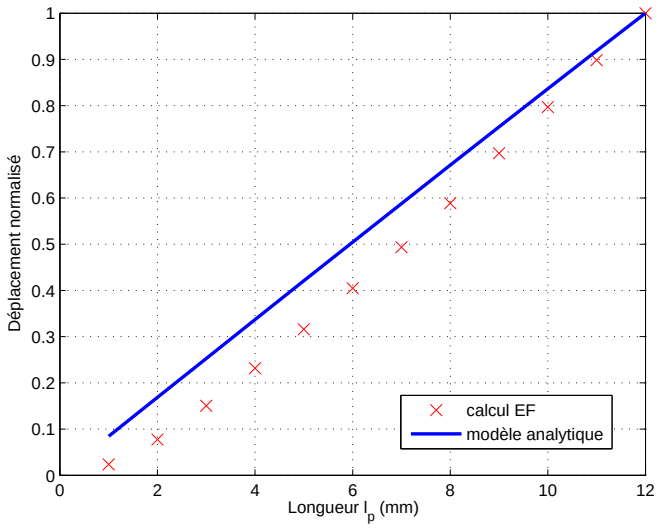


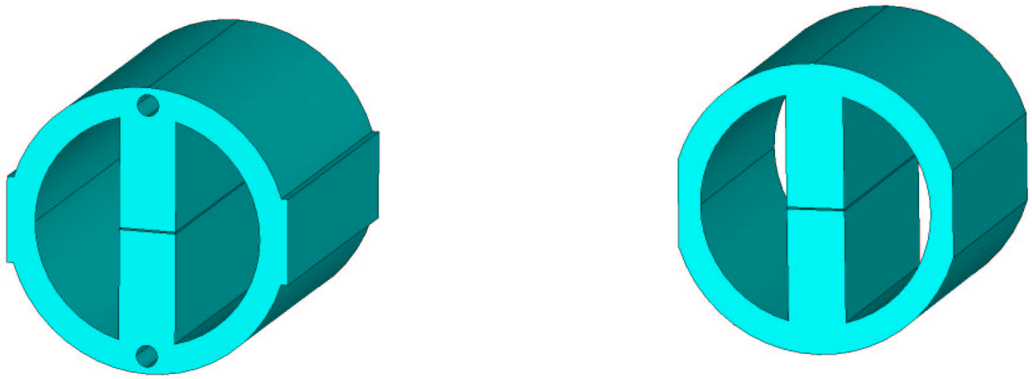
FIGURE 4.13 – Influence de la longueur de pastille

tient pas compte des modifications de géométrie apportées par les méplats, nous pouvons considérer qu'il donne des résultats en accord avec ceux obtenus par la simulation E.F.

4.2.3.3 Autres paramètres et dimensions retenues

Nous avons vu qu'il existe une épaisseur optimale à champ $\vec{E}$ constant, et que la pastille est d'autant plus efficace que sa longueur est grande. Cependant, il est nécessaire que l'ajout des pastilles ne vienne pas modifier de façon trop importante le comportement vibratoire de la structure. Ainsi, des pastilles d'épaisseur 2 mm semblent non négligeables par rapport à une culasse d'épaisseur 4 mm, en modifiant masse et raideur globales. De plus, la tension à imposer pour un déplacement donné augmente avec l'épaisseur de la pastille. Nous avons donc tout intérêt à retenir une épaisseur plus faible. Pour la longueur l_p des piézoélectriques, si nous créons un méplat afin de placer l'actionneur, deux possibilités sont envisageables : soit un méplat "extérieur" avec un ajout de matière, soit une version avec retrait de matière (figures 4.14).

La première solution a comme avantage de ne pas diminuer la surface de passage du flux magnétique, mais apporte une rigidité et une masse supplémentaire non négligeables. La seconde solution possède exactement les propriétés inverses : diminution du passage du flux, mais par contre diminution des masse et raideur. De plus, si l'on considère une machine pour laquelle une compensation des vibrations à l'aide d'actionneurs piézoélectriques n'a pas été initialement prévue lors de la fabrication, la seconde solution pour les méplats est la seule réellement envisageable. Etant donné les faibles dimensions de la machine monophasée, nous avons retenu la première solution. La seconde sera à privilégier pour des structures plus importantes, comme dans le cas des machines triphasées exposées plus loin. Quelle que soit la solution envisagée, les méplats auront d'autant plus d'incidence sur le comportement mécanique que la longueur de pastille sera importante. Il s'agit alors de limiter la valeur de cette dernière, d'autant qu'il est préconisé d'avoir une longueur d'actionneur piézoélec-



(a) 1ère solution (b) 2nde solution

FIGURE 4.14 – Deux possibilités de méplats

trique moins importante que la moitié de la longueur d'onde du mode sur lequel on veut influencer [25]. Ces résultats nous ont amené à réaliser le prototype présenté sur la figure 4.15.

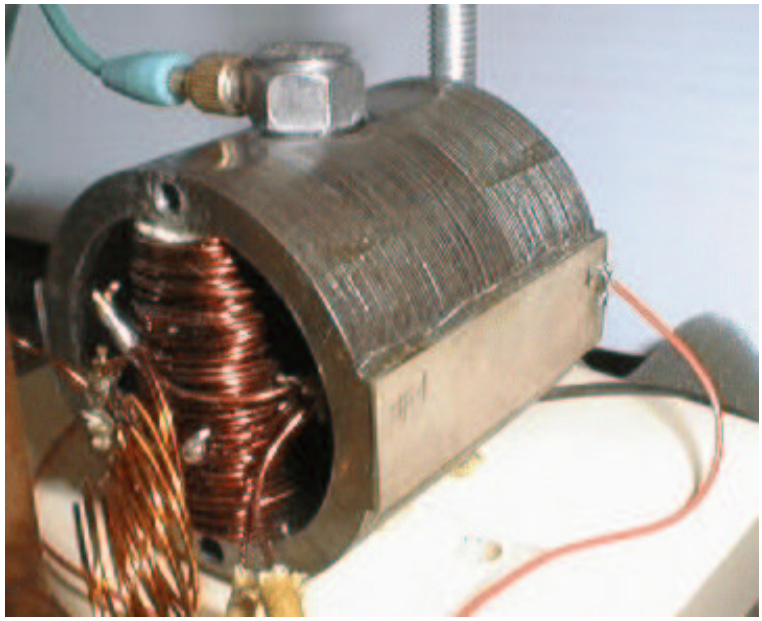


FIGURE 4.15 – Prototype expérimental de la machine monophasée

Pour la première machine d'essai nous avons alors retenu les valeurs suivantes : $l_p = 12$ mm, $e_p = 0.5$ mm, et dimension de la pastille dans l'axe du cylindre égale à la longueur de la machine, $L_p = 40$ mm.

4.3 Montage de principe pour la compensation active des vibrations

Les actionneurs piézoélectriques étant dimensionnés et placés sur la structure, il reste à préciser le montage utilisé pour la compensation active des vibrations. Dans le principe, deux excitations sont présentes. La première est une source de tension connectée au bobinage de la machine qui va engendrer les forces électromagnétiques, et ainsi amener la déformation perturbatrice (ou déformation initiale). La seconde est une source de tension alimentant les pastilles piézoélectriques de manière à diminuer cette déformation (figure 4.16).

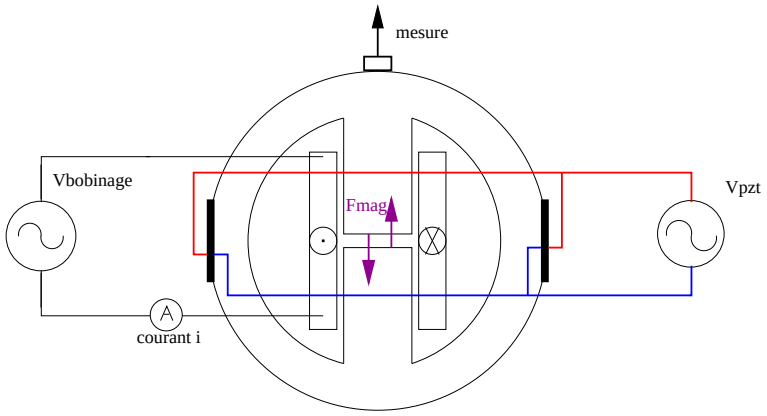


FIGURE 4.16 – Montage de principe pour la compensation active

Pour l'ensemble des points présentés par la suite, la mesure d'accélération ou de déplacement s'effectue au niveau de l'accéléromètre, donc au-dessus d'une dent de la phase excitée.

4.4 Réduction des vibrations, modèle éléments-finis

Dans un premier temps, nous procédons à une simulation temporelle à l'aide d'un logiciel éléments-finis pour estimer les performances des actionneurs piézoélectriques retenus sur la compensation des vibrations. Le maillage de la structure nécessite des précautions particulières puisque l'épaisseur de pastille est faible relativement à celle de la structure monophasée (figure 4.17). Nous imposons une déformation initiale au stator avec des pressions électromagnétiques imposées sur les dents au niveau de l'entrefer, et nous cherchons à la diminuer en imposant différentes tensions sur les électrodes des pastilles piézoélectriques.

Ces calculs sont réalisés pour des excitations sinusoïdales de fréquence correspondant au mode 2 de la machine simplifiée, autour de 6.5 kHz. La résultante de la répartition des forces magnétiques imposées sur la surface des dents au niveau de l'entrefer est de 1 N, ce qui entraîne des déplacements de l'ordre de 88 nm en régime permanent. Nous appliquons alors une tension sur les électrodes des pastilles de PZT connectées en parallèle. La tension V_{pzt} est déphasée de φ constant par rapport à la force, de manière à avoir une diminution optimale des déplacements (cette phase dépend du sens de polarisation des pastilles). Si cette phase n'est pas correctement réglée, les piézoélectriques peuvent augmenter les déplacements au lieu de les minimiser. Nous nous retrouvons donc avec deux

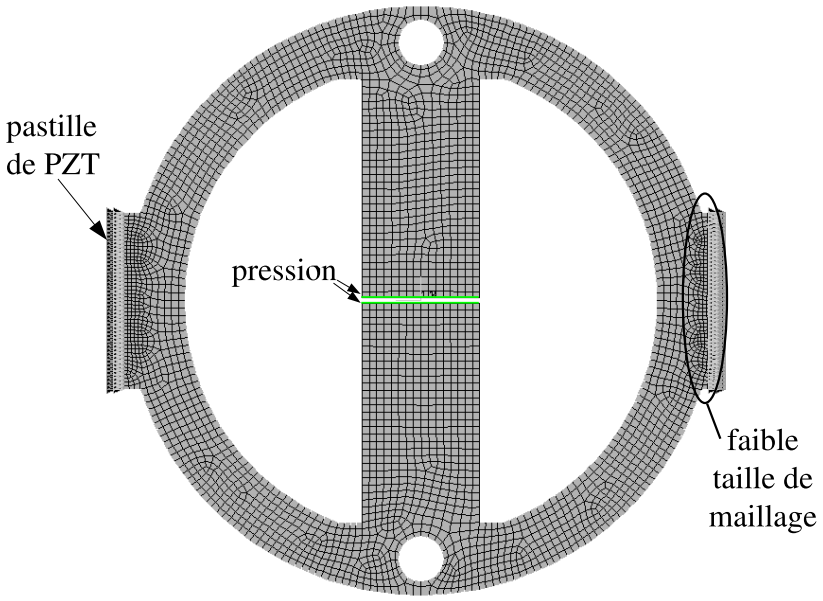


FIGURE 4.17 – Modèle éléments-finis

excitations, qui peuvent s'écrire :

$$F_{mag}(t) = \hat{F}_{mag} sin(2\pi f_2 t) \quad (4.11)$$

$$V_{pzt}(t) = \hat{V}_{pzt} sin(2\pi f_2 t + \varphi) \quad (4.12)$$

De cette manière, nous obtenons le résultat présenté sur la figure 4.18 en modifiant l'amplitude de la tension aux bornes des pastilles piézoélectriques.

La phase transitoire correspond à la mise en mouvement du stator. Cette figure montre que des déplacements de l'ordre de ceux rencontrés pendant un fonctionnement normal d'une MRV peuvent décroître rapidement, et s'annuler pour des tensions imposées sur les pastilles de PZT assez faibles. Dans le cas présenté, il faut un peu moins de 12 V pour arriver à ce résultat. Si la tension imposée aux bornes des actionneurs piézoélectriques est trop importante et dépasse cette valeur "optimale", l'amplitude des déplacements augmente à nouveau, en opposition de phase avec le déplacement initial. Dans ce cas, la contribution des piézoélectriques est trop importante, et ce sont eux qui imposent la déformation au lieu de l'annuler. L'amplitude de déplacement décroît linéairement avec la tension imposée, comme le montre le graphe 4.19.

La valeur optimale pour la tension à imposer dépend uniquement de l'amplitude de la perturbation initiale de la structure. Ces résultats permettent d'envisager pour la maquette étudiée une alimentation des pastilles sans passer par un amplificateur de tension, et de n'utiliser qu'un système à base d'amplificateurs linéaires afin de limiter le coût de la solution.

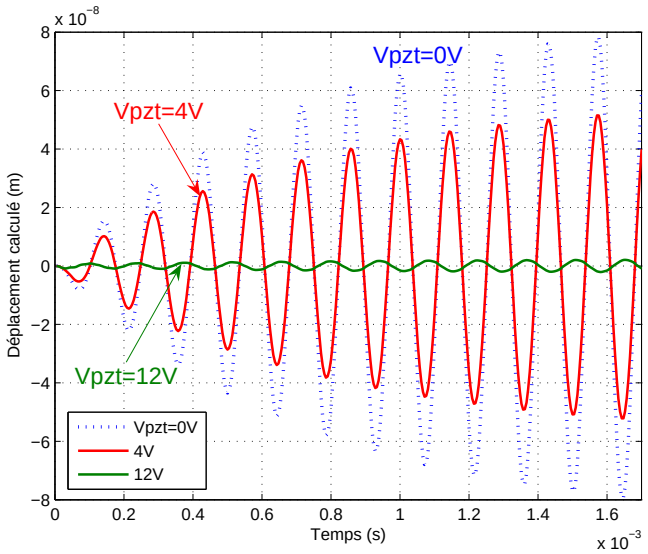


FIGURE 4.18 – Diminution des vibrations, calculs E.F.

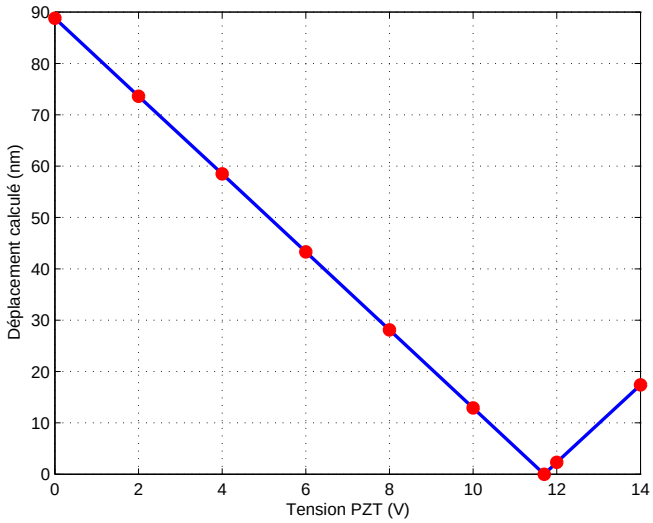


FIGURE 4.19 – Diminution des vibrations en fonction de $\hat{V}_{pzt}$, calculs E.F.

Pour cette modélisation éléments-finis, la couche de colle entre la pastille et la structure a été négligée. Cependant, ce calcul nous permet de vérifier si les efforts de cisaillement au niveau de la surface de contact ne sont pas trop importants, ce qui limiterait la durée d'utilisation et pourrait décoller la pastille piézoélectrique. Les figures 4.20 présentent la répartition de l'intensité des efforts de cisaillement sur la coupe en deux dimensions de la machine pour le cas de la compensation avec $V_{pzt} = 12$ V. L'allure temporelle est donnée pour le point d'intensité maximale.

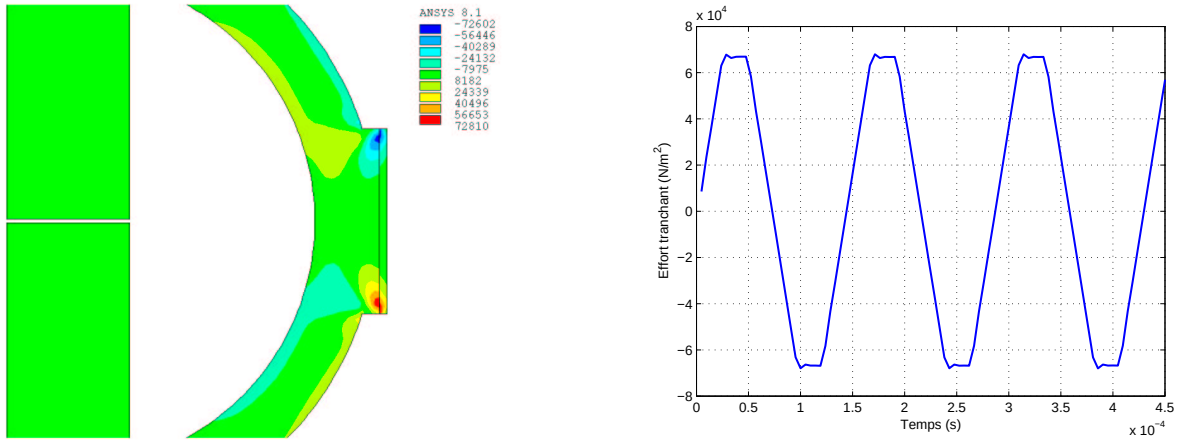


FIGURE 4.20 – Intensité des efforts tranchants imposés par les actionneurs piézoélectriques

L'effort maximal de cisaillement est ici d'environ $65.10^3 N/m^2$. La colle Epoxy utilisée pour placer les pastilles piézoélectriques a des caractéristiques proches de celles présentées sur le tableau 4.21.

	9514
Description :	1K-Epoxy
Ratio de mélange (vol.) :	Polymérisation à chaud
Ratio de mélange (poids) :	Polymérisation à chaud
Temps d'utilisation :	5 min.[1]
Temps de prise :	30 min.[1]
Couleur :	Gris
Viscosité :	1.480 Pa·s
Cisaillement (*) :	46 N/mm²
Résistance au pelage (*) :	9,5 N/mm
Temp. d'utilisation :	jusqu'à 180 °C
Conditionnement :	30 ml Seringue 300 ml Cartouche 1 kg Cartouche

FIGURE 4.21 – Caractéristiques de la colle Epoxy 9514

La résistance de la colle Epoxy au cisaillement est donc plus importante que celle demandée pour notre application. De plus, ce type de colle permet de limiter la réduction de la gamme de fréquence utile de l'accéléromètre, contrairement aux colles plus douces [46].

4.5 Compensation en boucle ouverte, mesures expérimentales

Afin de confirmer les résultats présentés dans la partie précédente, nous procédons à des essais expérimentaux avec la machine simplifiée et des excitations sinusoïdales. Ces dernières sont réglées de manière à exciter uniquement le mode 2 de la structure à la fréquence de 6,5 kHz. Les résultats sont présentés dans la chronologie des essais que nous avons réalisés, dans un premier temps avec deux alimentations séparées, puis en les synchronisant [47].

4.5.1 Excitations non synchronisées

Dans cette partie nous utilisons deux excitations non synchronisées pour réaliser le montage de principe présenté précédemment (figure 4.16). Pour les essais expérimentaux, la première source de tension est reliée à un amplificateur de tension, qui vient alimenter le bobinage de notre machine, créant ainsi la force magnétique au niveau de l'entrefer (figure 4.22). La seconde source de tension est utilisée pour alimenter directement les pastilles PZT exactement comme dans le schéma de principe.

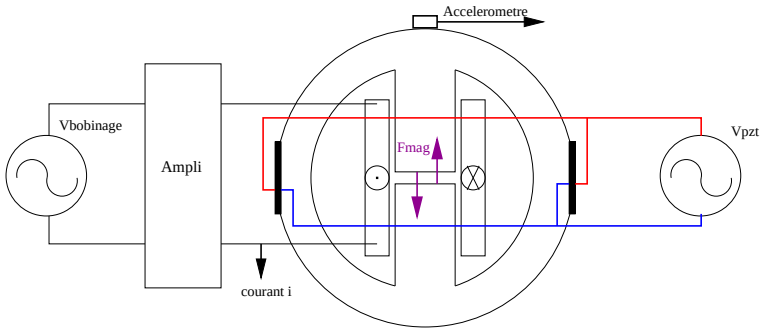


FIGURE 4.22 – Schéma de câblage, excitations non synchronisées

En ne considérant que les termes variables, les deux excitations sont alors de la forme :

$$F_{mag}(t) = \hat{F}_{mag} sin(4\pi f_i t) \tag{4.13}$$

$$V_{pzt}(t) = \hat{V}_{pzt} sin(2\pi f_{pzt} t + \varphi(t)) \tag{4.14}$$

où f_i est la fréquence du courant dans les bobinages. Il faut alors choisir de déformer la structure avec une fréquence correspondant au mode 2, soit $2f_i = f_2$ et alimenter les pastilles avec une fréquence $f_{pzt} = f_2$. Comme les deux excitations ne sont pas synchronisées, nous ne pouvons avoir en pratique exactement la même fréquence pour les deux excitations : le réglage manuel de ces fréquences implique ainsi une légère différence entre elles. Il en résulte que la phase φ varie dans le temps, si bien qu'à certains moments les pastilles piézoélectriques vont contribuer à la diminution des vibrations, et à d'autres elles vont "aider" les forces magnétiques, engendrant ainsi une déformation plus importante que celle obtenue sans alimenter les pastilles. La mesure des accélérations se présente alors comme une modulation d'amplitude, présente sur la première partie de la courbe figure 4.23).

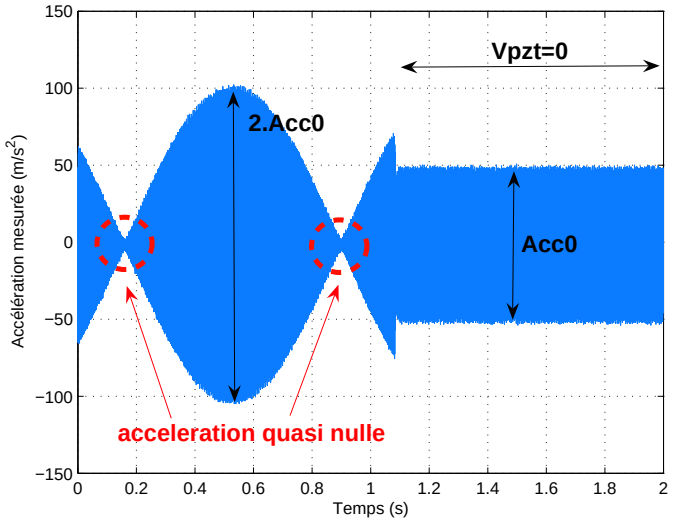


FIGURE 4.23 – Accélération boucle ouverte, sans synchronisation

Quand la tension imposée sur les pastilles est correctement choisie, l'accélération radiale mesurée devient très faible à certains moments, ce qui diminue de façon notable le niveau acoustique émis par la machine. L'accélération est par contre deux fois plus importante quand les pastilles de PZT déforment la structure avec l'aide des forces électromagnétiques. Pour réaliser cet essai, la tension imposée sur les pastilles est restée inférieure à 5 V pour une accélération initiale d'environ $50m/s^2$. Cette solution avec une phase dépendante du temps confirme l'efficacité des pastilles, mais ne permet pas d'avoir une diminution constante du niveau vibratoire. Une alternative est proposée dans la suite avec l'utilisation de deux sources d'excitation en synchronisation.

4.5.2 Excitations synchronisées

Deux possibilités s'offrent à nous pour arriver à synchroniser les deux excitations : soit à partir de deux GBF reliés, soit à partir d'un schéma réalisé sous Simulink et d'une carte de conversion numérique/analogique (carte Dspace). Pour cette seconde solution, les deux excitations sont alors obtenues à partir d'une même référence comme cela est présenté sur la figure 4.24.

Le signal de référence est une sinusoïde de fréquence $f_2/2$. La tension envoyée sur le bobinage de la machine est directement proportionnelle à cette tension de référence, un gain permettant d'en régler l'amplitude. La fréquence des forces électromagnétiques correspond alors à celle du mode 2. Pour obtenir la tension envoyée sur les pastilles, le signal de référence est dans un premier temps mis au carré, ce qui permet d'obtenir un signal sinusoïdal de fréquence double. La partie constante est ensuite ôtée afin d'avoir un signal de moyenne nulle. Le gain K permet d'en régler l'amplitude, et C le déphasage. Nous pouvons ainsi régler une phase constante adéquate entre la force électromagnétique et l'excitation des piézoélectriques, ce qui permet de se placer dans les conditions présentes pour le modèle utilisé avec le logiciel éléments-finis. Nous sommes alors en mesure de visualiser la diminution des vibrations sans la modulation d'amplitude, de même que la tension V_{pzt} imposée

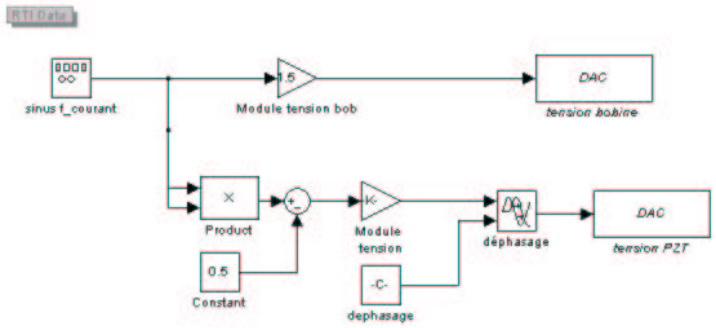


FIGURE 4.24 – Schéma Simulink pour la synchronisation

dans les différents cas (figure 4.25).

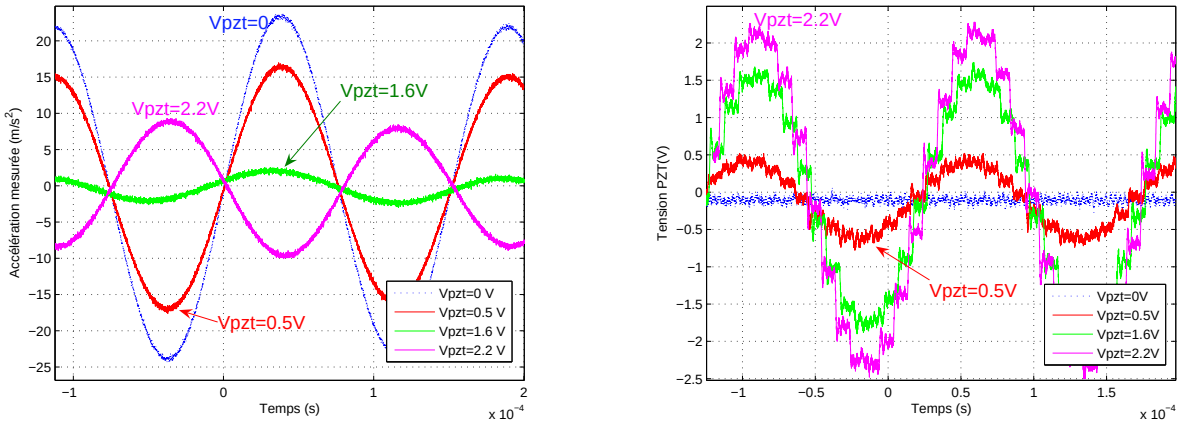


FIGURE 4.25 – Accélérations en boucle ouverte et tensions PZT imposées, avec synchronisation

Le signal en sortie de la carte Dspace n'étant pas filtré, la tension aux bornes des piézoélectriques porte les caractéristiques de la conversion numérique-analogique. De plus, le courant injecté dans les piézoélectriques est toujours resté inférieur aux 10 mA que peut délivrer cette carte. Comme pour les calculs E.F., les tensions V_{pzt} utilisées ici restent faibles. Pour l'essai présenté, l'accélération initiale est plus faible que dans le cas de la simulation, mais suffisante pour émettre un niveau sonore conséquent. Pour comparer les résultats, nous utilisons le fait que la tension optimale pour annuler l'accélération est proportionnelle à la perturbation initiale. Dans la simulation E.F., un déplacement de 88 nm (équivalent en sinusoïdal à une accélération de 150 m/s^2) demande environ 12 V pour être annulé. Expérimentalement, une accélération initiale de 24 m/s^2 (6.25 fois moins) demande un peu moins de 2 V (soit 6 fois moins). Nous obtenons donc des résultats expérimentaux proches de ceux obtenus par la simulation. La diminution du bruit généré est facilement sensible à l'oreille, confirmant l'efficacité des pastilles à contrer la déformation d'origine électromagnétique.

4.6 Diminution des vibrations en boucle fermée - Contrôle actif

Les parties précédentes nous ont permis de confirmer l'efficacité des pastilles pour diminuer les déformations du stator dans le cas où la perturbation est sinusoïdale. Cependant, dans le fonctionnement réel d'une MRV, nous avons vu que les allures d'accélérations correspondent à des sinusoïdes amorties, localisées principalement aux moments de rupture de pente du courant. Le but de la présente partie est alors de travailler en boucle fermée en utilisant cette mesure d'accélération pour créer le signal à envoyer sur les pastilles [48]. Le schéma de principe est présenté sur la figure 4.26.

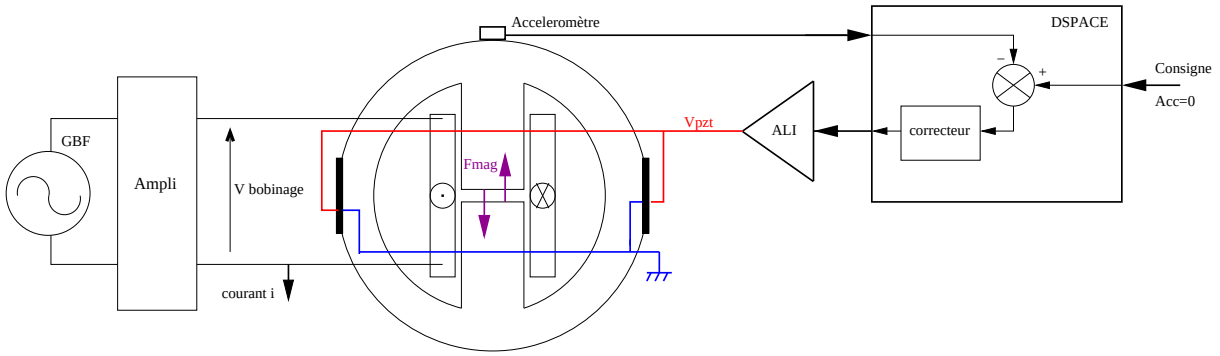


FIGURE 4.26 – Schéma de principe

Le correcteur numérique est réalisé à l'aide de Dspace-Simulink sous Matlab. La dynamique de sortie des convertisseurs analogiques numériques est de ±10 V, et un montage suiveur de protection est placé entre ces derniers et les pastilles piézoélectriques. Le but final de cette solution est l'implémentation du filtre pour la diminution des vibrations de la MRV directement dans le DSP utilisé pour sa commande.

4.6.1 Identification expérimentale des fonctions de transfert

4.6.1.1 Relevés des spectres expérimentaux

Nous cherchons dans cette partie à connaître le comportement en fréquence de nos actionneurs piézoélectriques en boucle ouverte dans le but de réguler le système.

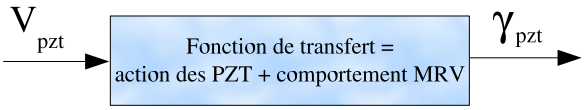


FIGURE 4.27 – Fonction de transfert de l'action des piézoélectriques sur le stator, mesure accélérométrique

L'effet des pastilles sur la structure est mesuré directement à partir d'un boîtier DSP-Siglab. Ce

dernier permet d'utiliser deux techniques pour obtenir le diagramme de Bode d'un système : soit par l'envoi d'un signal pseudo-aléatoire, donc avec un contenu spectral large et constant, soit par un chirp, qui est un signal sinusoïdal d'amplitude constante et dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps au cours de la prise de mesure. Ces deux méthodes nous permettent d'obtenir la réponse en fréquence sur une plage de 0 à 20 kHz. Dans notre cas, le système considéré a pour entrée la tension PZT, et pour sortie la tension délivrée par l'accéléromètre. Les signaux d'entrée et de sortie obtenus pour la solution à base de chirp ont alors les allures présentées sur la figure 4.28.

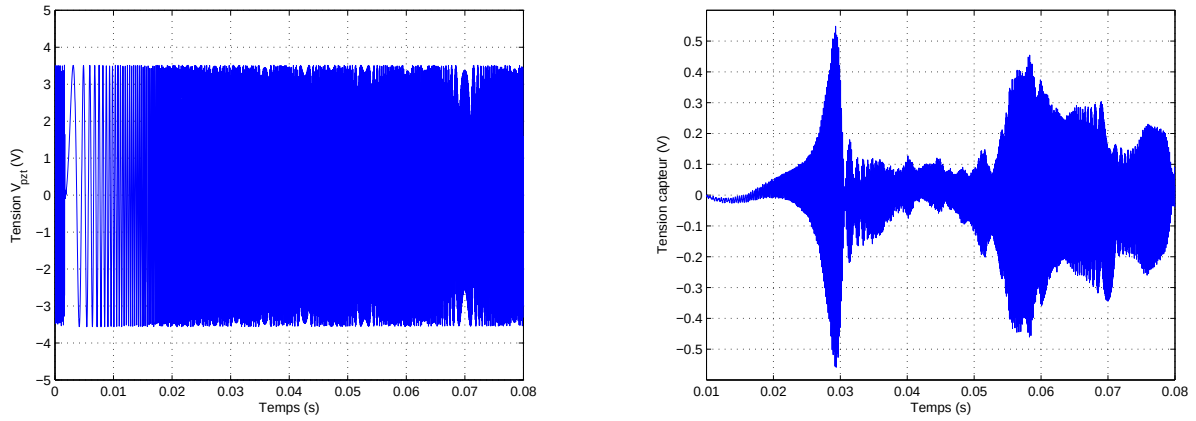


FIGURE 4.28 – Signaux d'entrée et de sortie pour la fonction de transfert PZT

De ces signaux peuvent être déduits les diagrammes de Bode en gain et phase présentés sur la figure 4.29. Sur ces courbes, nous retrouvons le pic correspondant au mode 2 de la structure, ainsi qu'un autre pic plus amorti vers les 15 kHz.

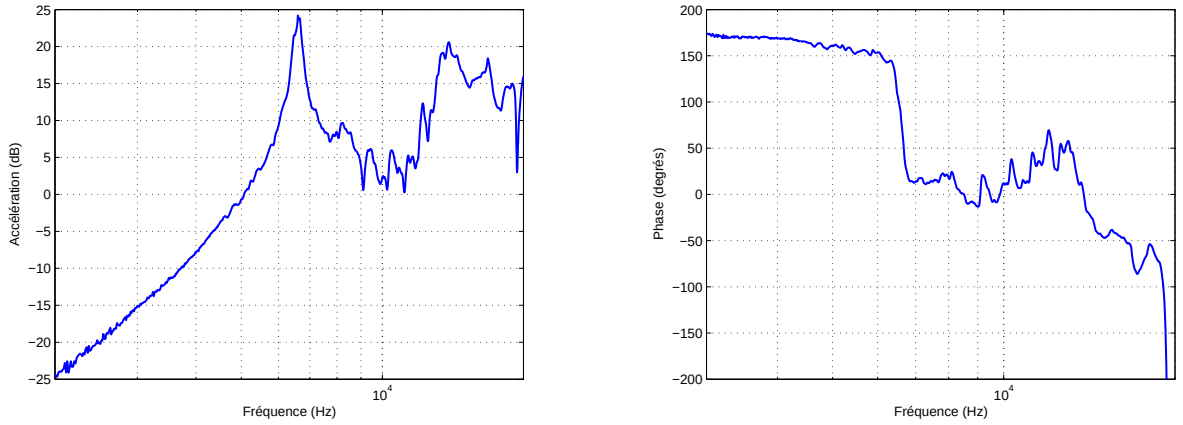


FIGURE 4.29 – Gain et phase de la fonction de transfert PZT

Pour comparaison, un calcul en deux dimensions donnant le spectre des accélérations conséquent à une excitation par les piézoélectriques est réalisé à l'aide du logiciel éléments-finis (figure 4.30).

Si le pic correspondant au mode 2 est correctement localisé par la simulation, le second pic n'est lui pas visible sur le spectre E.F. 2D. Différents essais nous ont permis de conclure qu'il s'agit d'un

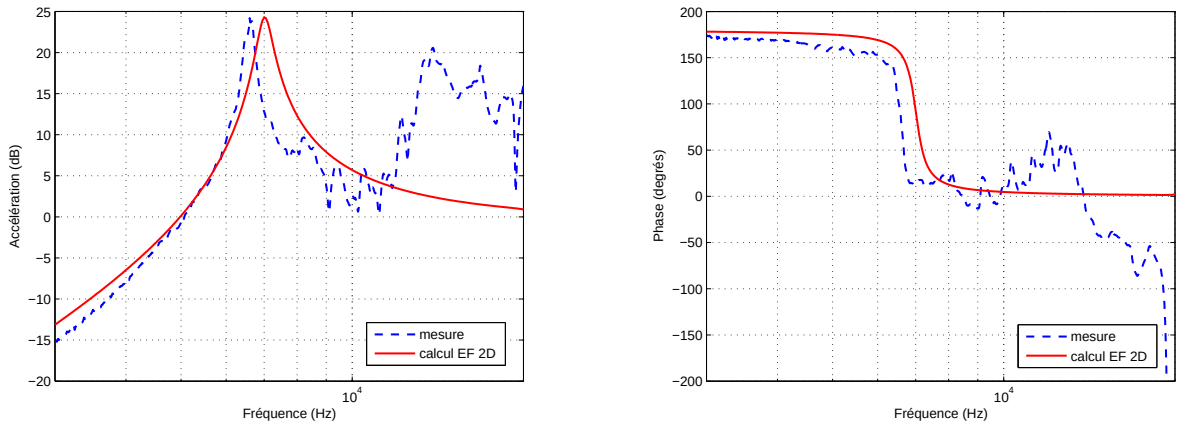


FIGURE 4.30 – Comparaison des spectres mesuré et calculé (2D) des accélérations PZT

"effet 3D" dû aux déformations des pastilles piézoélectriques dans la direction de l'axe du cylindre. En effet, les lignes de moment créées par application d'une ddp sur les électrodes des actionneurs piézoélectriques se répartissent sur l'ensemble de la périphérie du piézoélectrique, ce qui n'a pas été pris en compte jusqu'à présent (voir la figure 4.31).

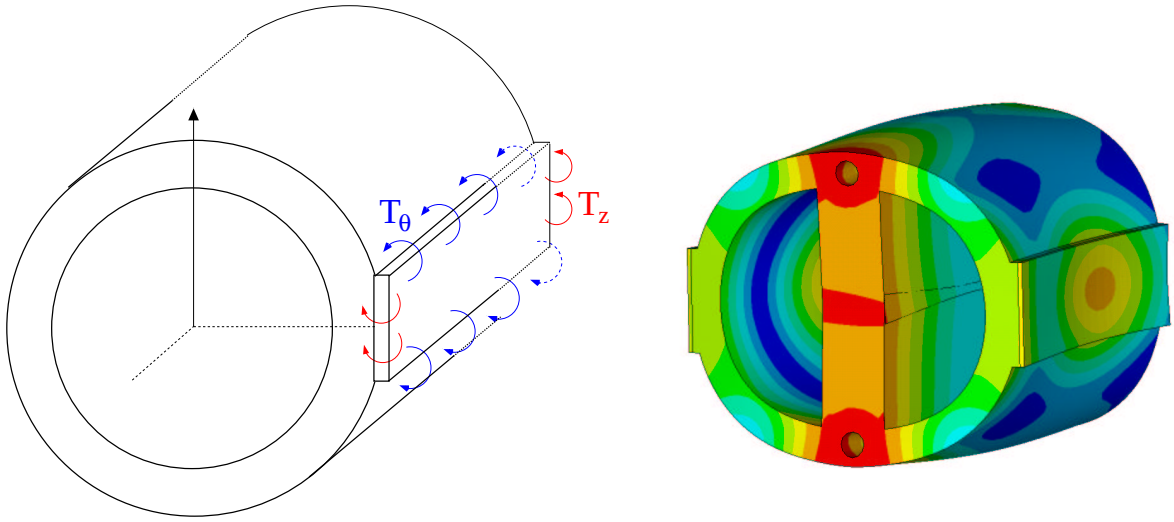


FIGURE 4.31 – Effet 3D des actionneurs piézoélectriques sur le stator

Pour une excitation autour de 15 kHz, les pastilles piézoélectriques ont alors tendance à faire courber la machine monophasée suivant sa longueur, entraînant les déplacements au niveau du point de mesure. Ce pic "3D" est absent du spectre des accélérations obtenu avec une excitation par des forces magnétiques car les pressions imposées sur les dents sont uniformément réparties sur les surfaces au niveau de l'entrefer. En pratique, la répartition du champ magnétique n'est pas parfaitement régulière sur la longueur de la machine, mais l'effet 3D correspondant reste négligeable.

Avec une modélisation en 3D de la structure monophasée, les résultats donnés par le logiciel éléments-finis pour une excitation avec les piézoélectriques se rapprochent des spectres expérimentaux

(figure 4.32). En effet, un pic non obtenu dans le cas d'un calcul 2D, est présent aux environs de 14 kHz, fréquence proche de celle du second pic dans le spectre expérimental.

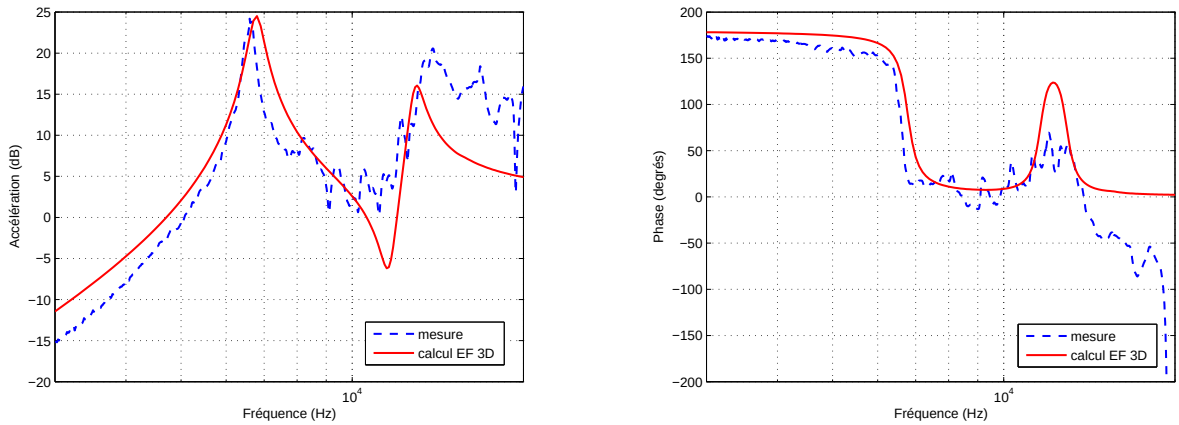


FIGURE 4.32 – Comparaison des spectres mesuré et calculé (3D) des accélérations PZT

4.6.1.2 Identification de la fonction de transfert

A partir de ces relevés, nous pouvons déduire précisément les coefficients d'un modèle du système. Nous proposons deux fonctions de transfert pour l'identification de l'effet des pastilles sur la structure. La première est une fonction très simplifiée ne considérant que le premier mode à 6.5 kHz, et n'est donc que d'ordre 2. Ce modèle est utilisé pour la mise en place rapide des régulations présentées par la suite. La seconde fonction de transfert est d'ordre plus élevé, permettant d'approcher un peu plus précisément la fonction de transfert réelle. Elle est retenue pour les simulations sous Matlab Simulink, afin de vérifier que l'utilisation du modèle simple pour obtenir les contrôleurs ne dégrade pas les performances de la compensation de vibrations.

Chaque mode de la fonction de transfert modélisant l'action des deux pastilles sur la structure est un filtre d'ordre 2 passe-haut. La variable d'entrée est la tension V_{pzt}, et celle de sortie l'accélération γ_{pzt} du point situé au-dessus de la dent. Les coefficients retenus en ne considérant que le mode 2 sont les suivants :

$$\frac{\gamma_{pzt}(p)}{V_{pzt}(p)} = \frac{H_{pzt}\dfrac{p^2}{\omega_{pzt}^2}}{1 + 2\xi_{pzt}\dfrac{p}{\omega_{pzt}} + \dfrac{p^2}{\omega_{pzt}^2}} \tag{4.15}$$

avec :

$$\omega_{pzt} = 2\pi.6600 \tag{4.16}$$

$$\xi_{pzt} = 0.021 \tag{4.17}$$

$$H_{pzt} = 0.7 \tag{4.18}$$

Ce modèle est comparé à la mesure sur la figure 4.33. En dehors de cette plage de fréquences, ce modèle très simple s'éloigne du comportement de la structure excitée par les actionneurs piézoélectriques.

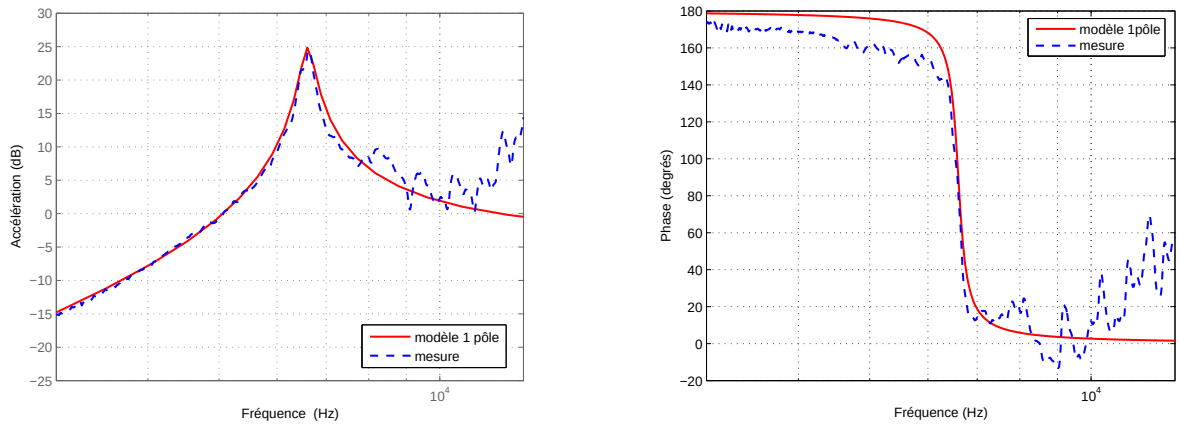


FIGURE 4.33 – Comparaison entre le modèle à un pôle et la mesure pour la fonction de transfert PZT

Pour avoir un modèle moins approché dans les simulations réalisées sous Matlab, nous recherchons une fonction de transfert d'ordre limité permettant d'approcher plus précisement le comportement en fréquence des actionneurs piézoélectriques collés sur le stator, en se limitant à la plage de fréquence [2 ;20] kHz. Elle est obtenue à partir de la fonction "invfreqs" de Matlab qui donne les coefficients du filtre le plus proche du spectre mesuré au sens des moindres carrés. Pour nos essais avec les actionneurs piézoélectriques collés sur la machine monophasée, nous avons ainsi retenu une fonction de transfert avec un zéro et deux pôles. La figure 4.34 présente alors le diagramme de Bode de ce modèle en comparaison avec celui mesuré.

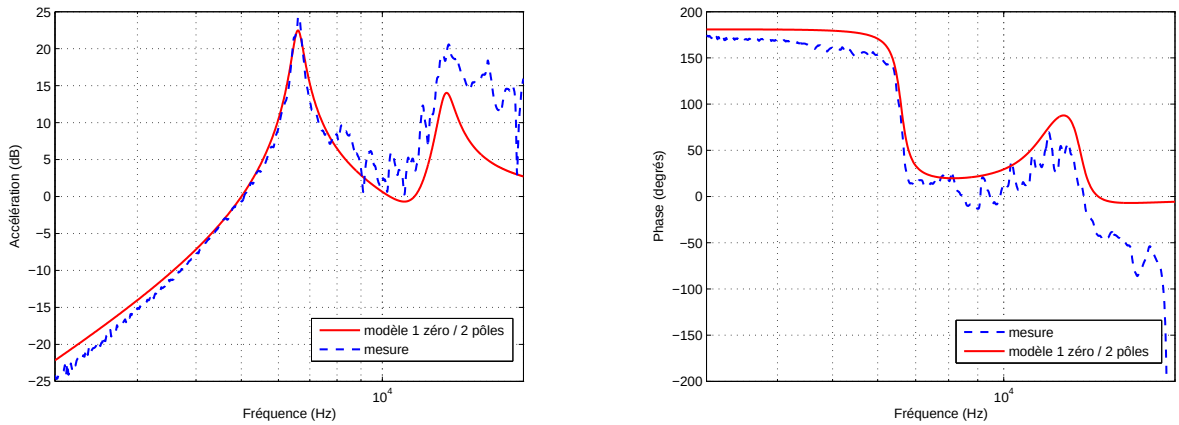


FIGURE 4.34 – Module et phase de la fonction de transfert PZT identifiée

Les fréquences propres et les amortissements associés des pôles et zéros les plus dominants de la fonction de transfert sont réunis dans la table 4.2.

A partir de ces modèles, des contrôleurs numériques appartenant aux grandes familles présentées

	pôle 1	pôle 2	zéro 1
amortissement	0.0272	0.0405	0.12
fréquence (Hz)	6604	13632	11974

TABLEAU 4.2 – Résonances importantes de la fonction de transfert

dans les parties précédentes sont synthétisés pour aboutir à la régulation du système, et ainsi limiter les ondulations des vibrations de la structure.

4.6.2 Régulation par Positive Position Feedback

4.6.2.1 Présentation

La technique du Positive Position Feedback (PPF), proposée par Caughey et Goh en 1982, fait partie de la famille des contrôles par rétroaction (feedback). De nombreuses applications dans le contrôle des vibrations de structures utilisent cette technique [49] [50] [51], en raison notamment de sa simplicité et de sa robustesse. Le terme "Positive Position" signifie que la boucle de retour, s'appuyant sur la mesure de la position, n'est pas soustraite mais additionnée au signal de consigne [50]. La figure 4.35 en montre la construction dans le cas où un seul mode est pris en compte, avec la mise en place d'un filtre du second ordre dans la boucle de retour :

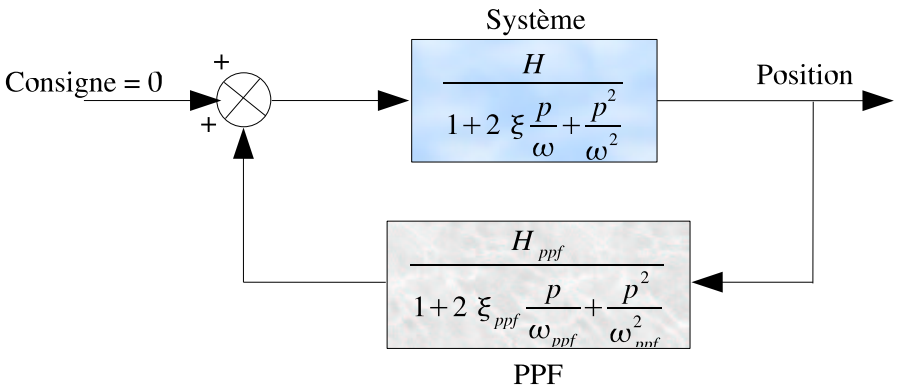


FIGURE 4.35 – Construction pour le PPF

Le réglage de ce filtre doit permettre d'agir sur un mode particulier, dont le coefficient d'amortissement va être modifié. Si plusieurs modes espacés dans le spectre sont à contrôler, chaque mode correspondra à un second ordre dans la boucle de retour, et ces derniers seront alors placés en parallèle. La simplicité de cette solution est qu'il n'y a que 3 paramètres à régler pour chaque filtre : ξ_{ppf}, ω_{ppf} et le gain H_{ppf}. Les modes dont la pulsation de résonance est supérieure à celle choisie pour le filtre sont peu affectés par ce dernier, si bien que nous pouvons, si nécessaire, limiter le contrôle à certains modes. La littérature dans le domaine est riche de nombreux articles dans lesquels les auteurs proposent des méthodes de choix pour les 3 paramètres à déterminer. Dans la plupart des cas, la pulsation du filtre PPF est choisie légèrement plus importante que celle du système étudié :

les valeurs retenues sont de l'ordre de 1.3 à 1.45 fois plus importantes. Le facteur d'amortissement est lui généralement compris entre 0.01 et 0.5. La solution présentée ici découle des travaux de McEver [52]. Elle se base sur la connaissance des pôles et zéros de la réponse mécanique fréquentielle de la structure. Dans le cas monomode, seul le premier pôle et le premier zéro sont à prendre en compte. L'idée est alors de maximiser l'amortissement du système en boucle fermée avec un gain minimal pour le filtre PPF. Cette optimisation est obtenue en s'arrangeant pour avoir les mêmes coefficients d'amortissement pour chacun des pôles de la boucle fermée (structure et filtre). Dans le plan complexe, cela correspond à aligner les pôles sur une même droite passant par l'origine, droite qui correspond à un coefficient d'amortissement constant (figure 4.36).

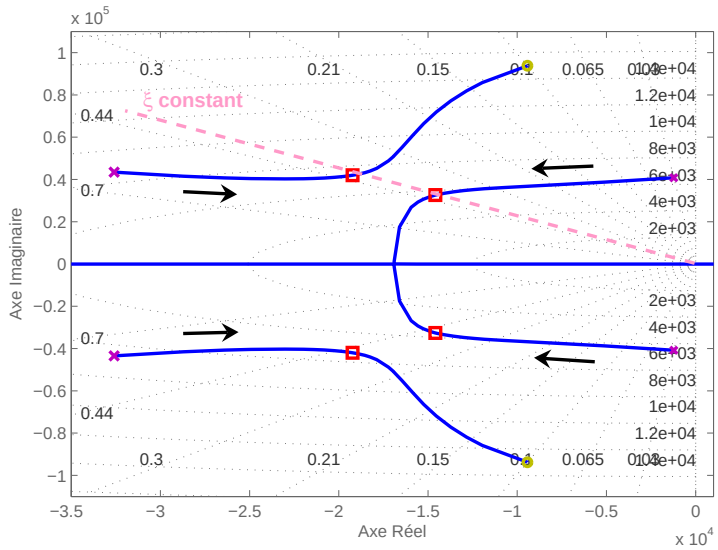


FIGURE 4.36 – Placement des pôles de la boucle fermée pour le PPF

De cette méthode découle un algorithme permettant d'obtenir les paramètres suivant le pôle et le zéro du système. Cet algorithme est le suivant (le lecteur est invité à se reporter à [52] et [50] pour plus de détails) :

1. Déterminer les pulsations du pôle et du zéro considérés, et calculer $\omega_{zp} = \omega_z/\omega_p$;
2. Choisir une marge de gain MG assurant la stabilité du système (supérieure à 2 en pratique) ;
3. Le gain du filtre PPF est alors obtenu par $H_{ppf} = \frac{1}{MG\omega_{zp}^2}$;
4. La pulsation du filtre PPF est obtenue en calculant $\omega_{fp} = \sqrt{\frac{1}{1-H_{ppf}\omega_{zp}^2}}$ puis $\omega_{ppf} = \omega_p\omega_{fp}$;
5. Déterminer le coefficient d'amortissement en boucle fermée $\xi_{cl} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1-H_{ppf}}{1-H_{ppf}\omega_{zp}^2} - 1}$;
6. Le coefficient d'amortissement du filtre PPF est alors $\xi_{ppf} = \frac{2\xi_{cl}}{\omega_{fp}}$.

L'amortissement global de la boucle fermée dépend du ratio $\omega_{zp} = \omega_z/\omega_p$ qui limite l'efficacité de la régulation.

4.6.2.2 Application sur le modèle à un zéro et deux pôles

Pour se rapprocher de l'utilisation classique d'un contrôleur PPF, nous utilisons dans un premier temps un modèle de fonction de transfert à deux pôles et un zéro, avec comme grandeur de sortie la position, afin de visualiser les effets de la régulation sur le diagramme de Bode du système. Les fréquences caractéristiques sont prises proches de celles du comportement mécanique de la structure monophasée : $f_{pole} = 6.6$ kHz et $f_{zero} = 12$ kHz. Avec une marge de gain de 2.3, nous obtenons alors les paramètres suivants pour le filtre PPF :

$$H_{ppf} = 8.10^{-2} \qquad \omega_{ppf} = 1.33 * \omega 0 \qquad \xi_{ppf} = 0.6 \tag{4.19}$$

Sur le spectre simplifié des déplacements, l'influence du filtre obtenu est alors celle représentée sur la figure 4.37.

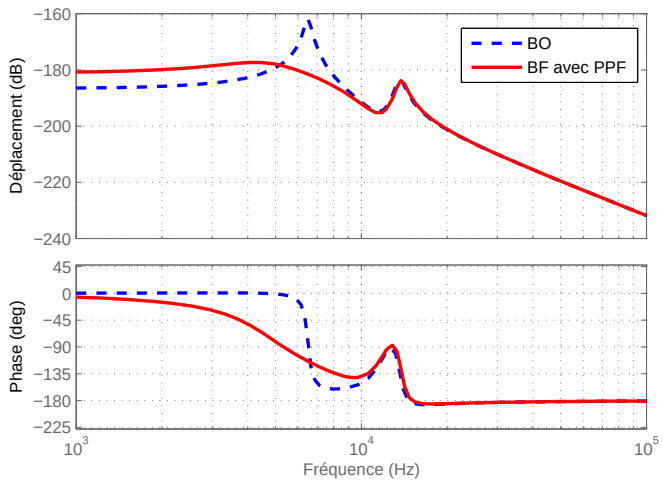


FIGURE 4.37 – Influence du PPF sur le Bode des déplacements

Le pic du mode 2 est écrasé par l'ajout du PPF. Cependant, nous n'avons pas directement accès à la mesure de la position pour notre application, puisque les informations délivrées par le capteur concernent l'accélération radiale. Nous avons alors deux possibilités pour utiliser le même filtre PPF : soit une double intégration du signal obtenu en sortie de l'accéléromètre afin de se ramener au problème initial avec une grandeur de position, soit utiliser une version adaptée du contrôleur PPF proposé par McEver. La première solution conduit à un diagramme de Bode de l'accélération comme celui représenté sur la figure 4.38.

Théoriquement, le pic du mode 2 est ainsi écrasé par l'ajout du filtre PPF, comme dans le cas de l'utilisation classique de ce contrôleur. La seconde solution diffère de la méthode classique du PPF puisque nous travaillons directement sur l'accélération. La présence du terme en p^2 au numérateur de la fonction de transfert du système amène un déphasage par rapport à un système avec la position en sortie. Il est alors nécessaire de revenir à une rétroaction négative. L'utilisation du contrôleur

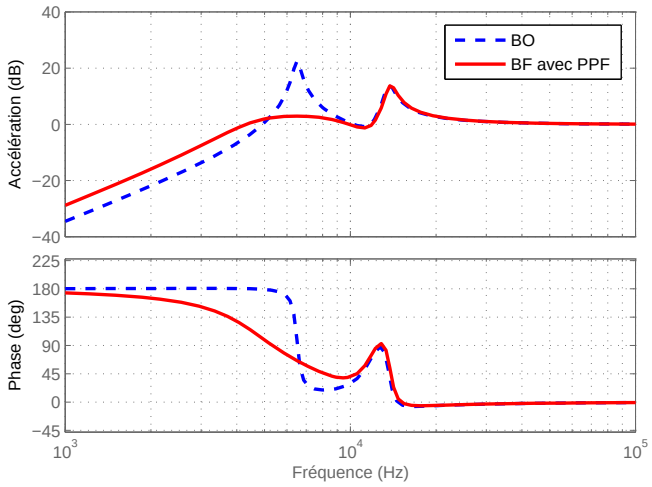


FIGURE 4.38 – Influence théorique du PPF sur le Bode des accélérations avec le double intégrateur

défini de cette manière entraîne une modification du diagramme de Bode des accélérations comme celle représentée sur la figure 4.39, avec à nouveau un pic fortement amorti.

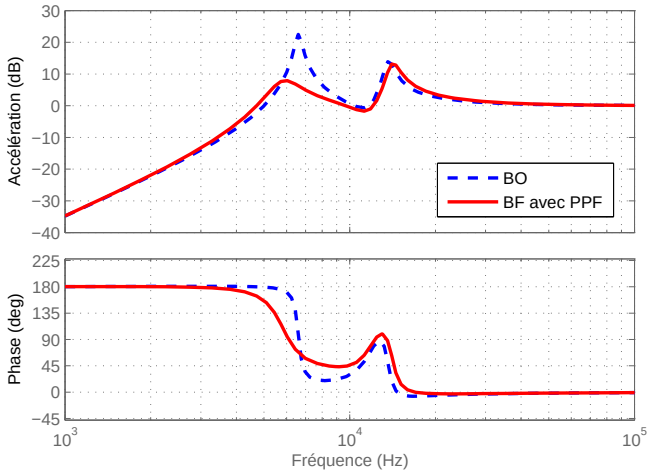


FIGURE 4.39 – Influence théorique du PPF sur le Bode des accélérations

4.6.2.3 Simulation et résultats expérimentaux

Dans la pratique, la solution avec double intégrateur n'a pas donné de résultats satisfaisants. L'inconvénient de celle-ci est que la double intégration de l'accélération fait disparaître complètement la composante à 6.5 kHz mesurée par l'accéléromètre, puisque cela revient à la diviser par $(2\pi f_2)^2$

(dans notre cas environ $1.6.10^9$). L'information sur le mode 2 n'est alors plus suffisante pour permettre d'utiliser le PPF. Cet inconvénient n'est pas présent avec la seconde méthode. Comme l'information délivrée par le capteur est dans ce cas de niveau suffisant, c'est cette solution que nous avons retenue pour la régulation. Le gain du PPF est cependant modifié par rapport à celui donné par la méthode de McEver. Un schéma est réalisé sous Matlab Simulink pour tester l'efficacité du filtre obtenu sur différents types de perturbation (figure 4.40). Celui-ci comporte les modèles développés dans les parties précédentes de la perturbation électromécanique et de l'action des pastilles piézoélectriques sur le stator (modèle à un zéro et deux pôles). Un bloc de saturation $\pm$ 10 V est placé avant le système pour limiter la tension qu'il est possible d'imposer aux pastilles, comme c'est le cas avec la carte Dspace utilisée pour la mise en pratique.

Le réglage du PPF comme nous venons de le présenter permet alors de simuler l'effet du contrôleur. Les diminutions de vibration pour des accélérations initiales simulant des rotations "basse" et "haute" vitesses sont présentées sur la figure 4.41.

Comme pour la compensation avec des excitations sinusoïdales, les niveaux de tension PZT nécessaires obtenus par cette simulation sont faibles, ce qui va permettre en pratique de travailler uniquement avec des amplificateurs linéaires. Une augmentation du gain du PPF amène à des niveaux de tensions plus importants, la présence du bloc de saturation de la tension des pastilles piézoélectriques conduit alors à un comportement non linéaire.

Afin de tester expérimentalement la méthode du PPF, nous utilisons alors les signaux d'excitation en courant "basse-vitesse" et "haute-vitesse" qui ont été retenus dans la partie présentant la machine simplifiée. Les coefficients d'amortissement et pulsation du filtre sont fixés dès le départ avec les paramètres déterminés précédemment, et nous augmentons le gain du filtre PPF jusqu'à avoir la diminution maximale des vibrations, en limitant la saturation de la tension imposée sur les piézoélectriques. Les figures 4.42 et 4.43 montrent l'efficacité du filtre pour une accélération correspondante à un régime simulé de "basse vitesse".

Si le gain du correcteur est augmenté au-dessus de la valeur optimale, le système devient instable, avec l'apparition de vibrations parasites représentées par des pics dans le spectre de l'accélération mesurée. Pour la basse vitesse, la diminution du pic au niveau du mode 2 est de l'ordre de 8 dB. On peut remarquer la naissance des raies parasites, dont l'amplitude s'accroît ensuite rapidement avec l'augmentation du gain. Les figures 4.44 et 4.45 présentent de la même manière la diminution de l'accélération mesurée pour un régime simulé de "haute vitesse".

Dans ce cas, le pic principal dans le spectre est diminué d'environ 9.5 dB. Il faut noter que dans tous les cas, la première période d'oscillations de l'accélération suivant une rupture de pente du courant n'est que légèrement amortie. Ceci est particulièrement gênant pour des vitesses plus élevées, car il ne reste alors que 2 ou 3 oscillations entre 2 ruptures consécutives du courant, ce qui amène un amortissement global très faible.

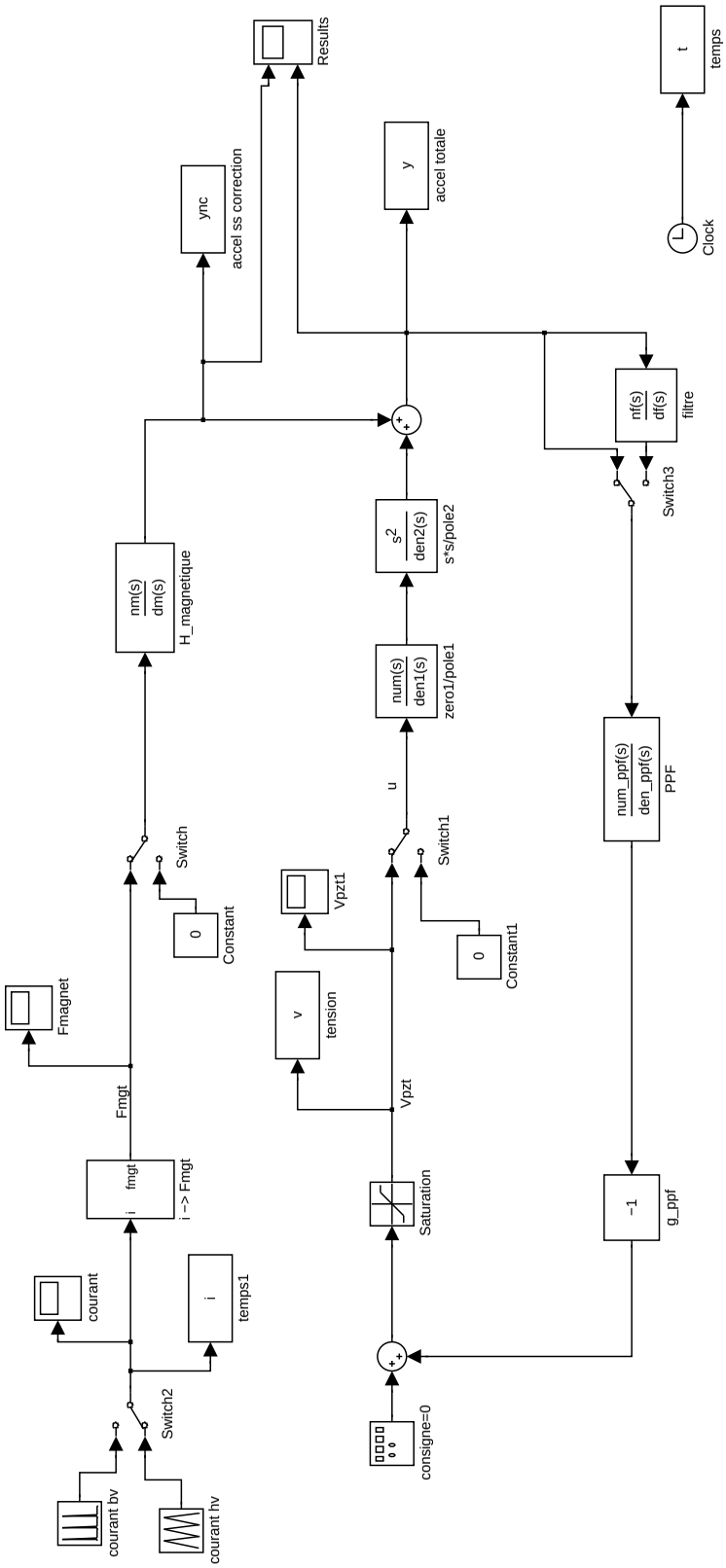


FIGURE 4.40 – Régulation avec PPF sous Simulink

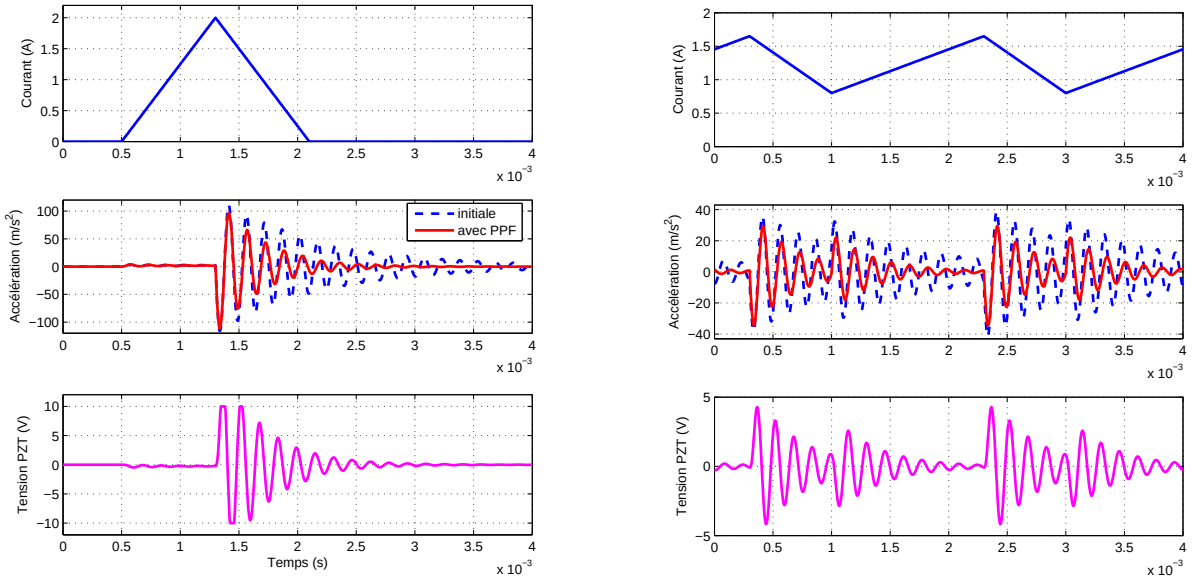


FIGURE 4.41 – Efficacité du PPF en "basse" et "haute" vitesses sous Simulink

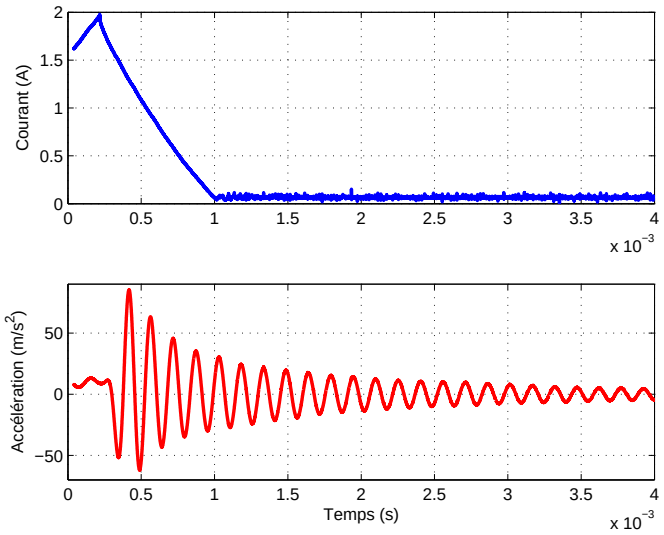


FIGURE 4.42 – Courant et accélération initiale pour la basse vitesse, essais expérimentaux

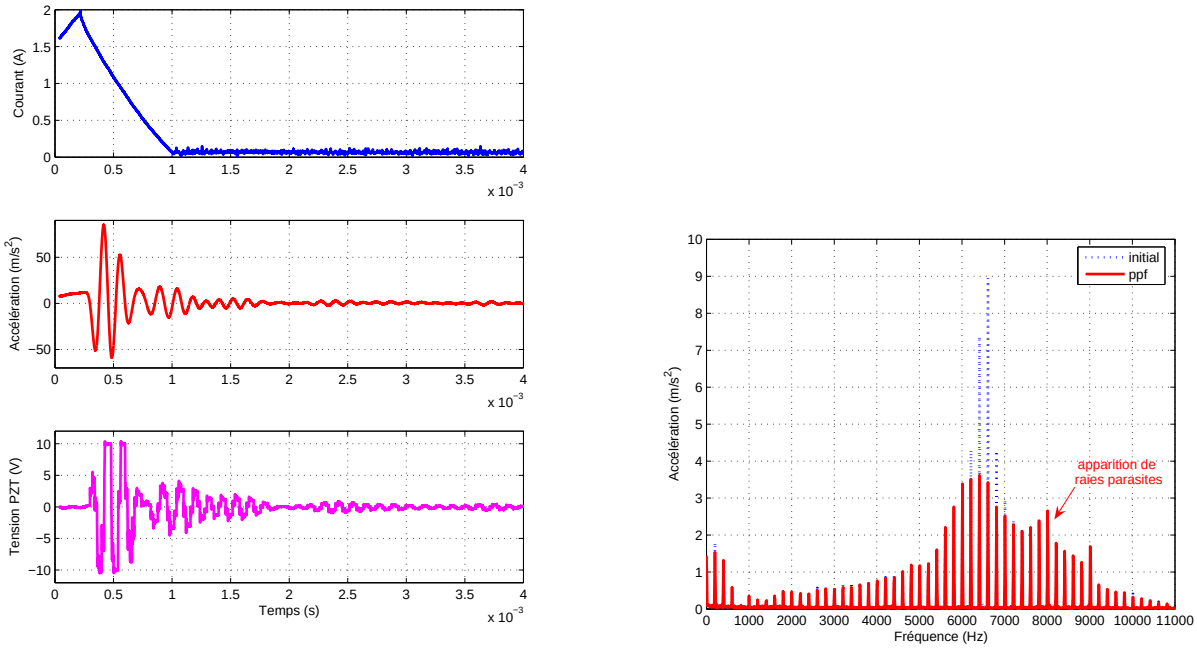


FIGURE 4.43 – Efficacité du PPF en "basse vitesse", essais expérimentaux

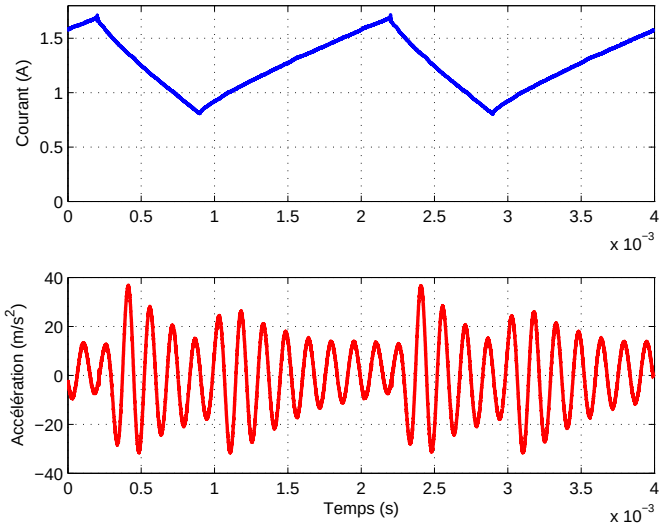


FIGURE 4.44 – Courant et accélération initiale pour la haute vitesse, essais expérimentaux

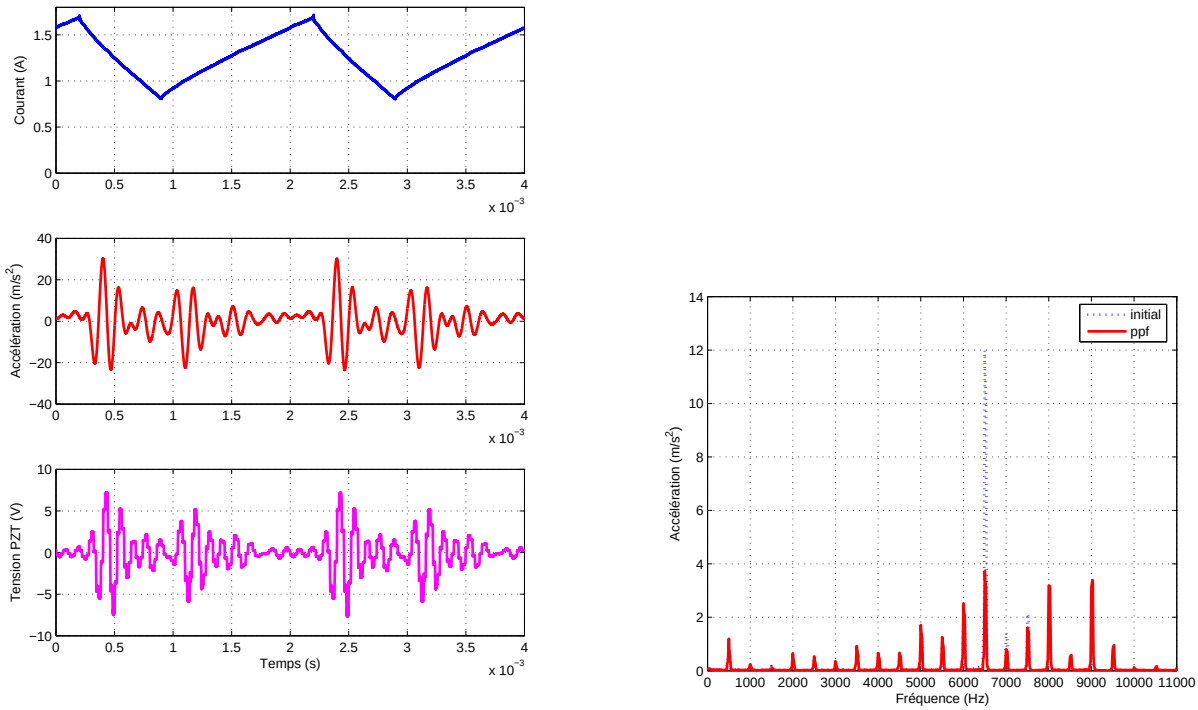


FIGURE 4.45 – Efficacité du PPF en "haute vitesse", essais expérimentaux

4.6.3 Mise en place d'une régulation LQ - Contrôle optimal

4.6.3.1 Principe

Il s'agit dans cette partie d'étudier la mise en place d'une régulation basée sur un régulateur linéaire quadratique (LQR) à horizon infini dans le cas stationnaire. Cette commande de contrôle moderne utilise un retour d'état calculé de manière à minimiser un critère tenant compte de l'évolution de l'état et de la commande. Ceci permet si nécessaire de limiter les commandes trop importantes qui pourraient endommager le système. Nous commençons par expliquer le principe de la régulation LQ, sans détailler la théorie rigoureuse développée par les automaticiens [53].

Une régulation LQ consiste à choisir un gain K pour un retour d'état (figure 4.46) en minimisant un critère défini, par exemple en se basant sur un aspect énergétique.

Considérons un système stationnaire décrit par son équation d'état, avec X le vecteur d'état, A, B, C et D les matrices respectivement d'état, d'entrée, de sortie et de transmission directe (équation 4.20).

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t) \tag{4.20}$$

Il s'agit alors de rechercher une commande $u(t)$ minimisant le critère J défini par l'équation 4.21.

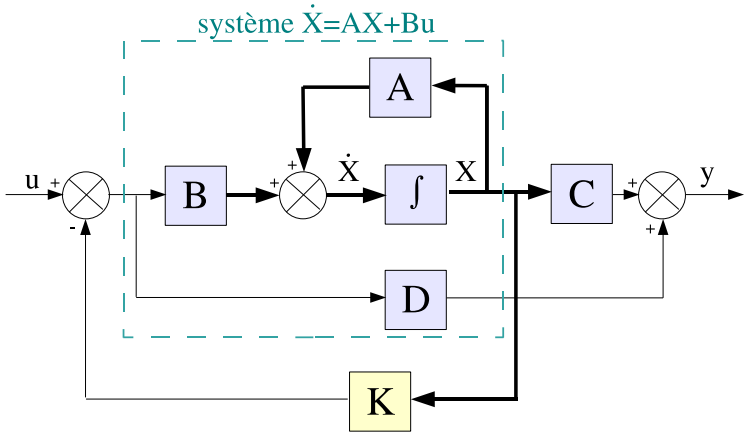


FIGURE 4.46 – Modèle d'état avec régulation par retour d'état

$$J = \int_0^\infty (X(t)^T Q(t) X(t) + u(t)^T R u(t)) dt \tag{4.21}$$

avec $Q = Q^T \geq 0$ et $R = R^T > 0$. Ces matrices sont alors des paramètres de réglage à la disposition de l'utilisateur pour ajuster les performances du système bouclé [54]. Le choix retenu dépendra de l'application, suivant que l'on cherche à favoriser des commandes "douces" en augmentant le poids de la matrice R (par exemple pour limiter les tensions trop importantes aux bornes des pastilles piézoélectriques), ou à obtenir un comportement dynamique plus rapide pour le système bouclé en augmentant le poids de Q.

Ce critère amène à trouver P en résolvant une équation différentielle de Riccati :

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \tag{4.22}$$

Le gain K correspondant au gain optimal est alors obtenu avec la relation :

$$K = R^{-1} B^T P \tag{4.23}$$

et la commande par :

$$u(t) = -Kx(t) \tag{4.24}$$

Comme pour tout retour d'état, dans le cas où le vecteur d'état n'est pas mesurable, il faut utiliser un estimateur pour le reconstituer.

4.6.3.2 Application à la structure monophasée

La première étape est ici d'obtenir un modèle d'état de notre système. Pour cela, nous considérons le modèle simplifié à un mode représenté par la fonction de transfert d'ordre 2. Nous utilisons un modèle d'état avec la tension appliquée aux bornes des piézoélectriques en entrée, l'accélération du point de mesure en sortie, et le vecteur d'état composé de ses vitesse $\dot{w}$ et position w. Etant donné les faibles amplitudes de ces composantes, elles sont ici multipliées respectivement par ω_{pzt} et ω_{pzt}^2 de manière à avoir en pratique des niveaux de tension qui ne se noient pas dans le bruit.

$$X(t) = [\ \omega_{pzt}^2 w \quad \omega_{pzt}\dot{w}\ ] \tag{4.25}$$

$$u(t) = V_{pzt}(t) \tag{4.26}$$

$$y(t) = \gamma_{pzt}(t) \tag{4.27}$$

Le modèle d'état utilisé s'obtient à partir des coefficients de la fonction de transfert d'ordre 2, et les matrices le constituant sont alors :

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} 0 & \omega_{pzt} \\ -\omega_{pzt} & -2\xi_{pzt}\omega_{pzt} \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{pzt} \end{pmatrix} \\ C &= \begin{pmatrix} -H_{pzt} & -2H_{pzt}\xi_{pzt} \end{pmatrix} \qquad D = H_{pzt} \end{aligned} \tag{4.28}$$

Il faut ensuite choisir les matrices Q et R propres au problème. Dans le cas du modèle d'ordre 2 pour la machine monophasée, la matrice Q est de dimensions (2*2) et R est un scalaire. Pour se ramener à des grandeurs correspondant à des énergies, nous les mettons sous la forme :

$$Q = \begin{pmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{pmatrix} \quad R = r_1 \tag{4.29}$$

La matrice Q étant diagonale, les couplages entre les deux composantes du vecteur d'état sont négligés dans le critère J. Les carrés de la position, de la vitesse et de la tension se rapprochent alors respectivement d'une énergie potentielle mécanique, d'une énergie cinétique et d'une énergie potentielle électrique.

La multiplication de tous les coefficients par un même nombre conduit à la même matrice de commande K, et en fixant par exemple $q_1 = 1$, il ne reste donc que deux coefficients à obtenir. Mis à part l'importance relative entre dynamique du système et amplitude de la commande, il n'existe pas de règle "idéale" pour le choix de ces coefficients. En utilisant Matlab pour avoir l'amortissement de la boucle fermée suivant les paramètres q_2 et r_1, nous obtenons la courbe de la figure 4.47.

Cette courbe, pour laquelle aucune contrainte n'est imposée au niveau des tensions maximales admissibles aux bornes des actionneurs piézoélectriques, montre que l'amortissement est décroissant avec r_1, et qu'il est donc intéressant de prendre un r_1 faible pour obtenir un système amorti.

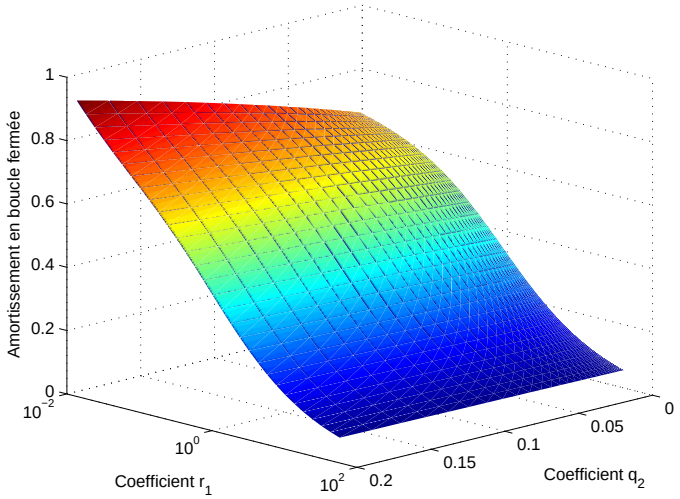


FIGURE 4.47 – Influence de q_2 et r_1 sur l'amortissement en boucle fermée

L'influence de q_2 est plus nuancée. Il faudra cependant faire un compromis concernant les valeurs retenues car si une diminution de R amène globalement à un comportement dynamique du système plus rapide, elle conduit aussi à des commandes plus fortes puisqu'en diminuant R, on tient moins compte des contraintes sur la partie commande dans l'expression du critère J à minimiser. La figure 4.48 présente l'influence de ces paramètres sur la pulsation du système en boucle fermée.

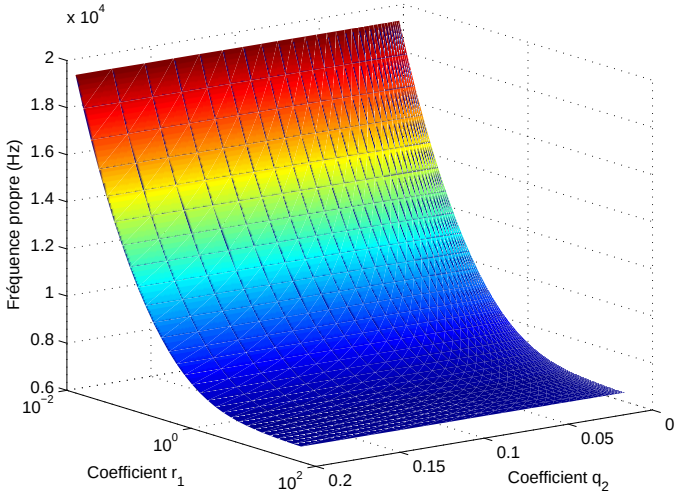


FIGURE 4.48 – Influence de q_2 et r_1 sur la pulsation en boucle fermée

Cette figure montre que la pulsation en boucle fermée dépend principalement de r_1. Pour des faibles valeurs de ce coefficient, elle est identique à celle du système en boucle ouverte, qui correspond au 2nd mode de vibration du stator. Des valeurs plus faibles diminuent l'influence de la matrice R

dans l'expression de J, ce qui permet d'obtenir une dynamique du système plus grande.

Afin de visualiser l'effet d'une régulation LQ sur le système, nous comparons les diagrammes de Bode obtenus en boucle ouverte et en boucle fermée du système avec prise en compte du mode 2 seul (ordre 2). Pour la figure 4.49, la valeur de q_2 est fixée à 0.1, et nous étudions l'influence de la valeur de r_1 sur l'amortissement de la boucle fermée.

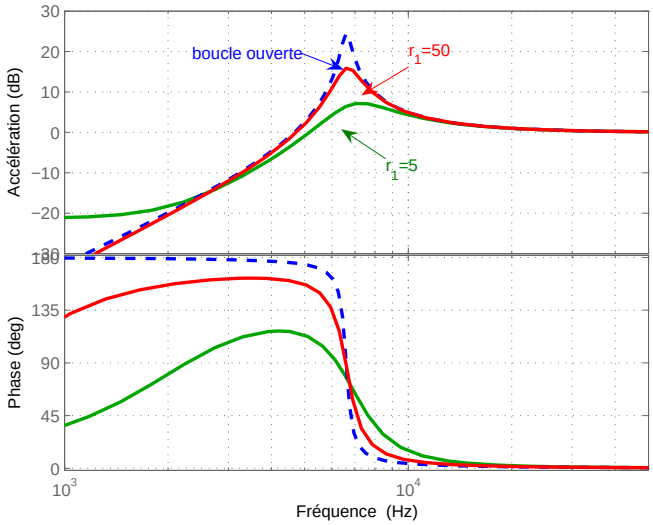


FIGURE 4.49 – Influence de r_1 pour $q_2 = 0.1$

Suivant la valeur de r_1, la régulation LQ permet donc théoriquement d'écraser le pic de résonance du mode 2 en augmentant son coefficient d'amortissement. Les composantes basses fréquences sont par contre amplifiées quand le système est bouclé (effet de lissage important).

4.6.3.3 Simulation de la régulation LQ sous Matlab Simulink

Pour tester l'efficacité de la régulation LQ pour les perturbations électromécaniques classiques rencontrées pendant le fonctionnement de la MRV, nous passons par une simulation sous Simulink, comme pour le cas du PPF. Pour être dans les mêmes conditions que les essais expérimentaux, c'est-à-dire sans les informations de position et de vitesse composant le vecteur d'état X, un observateur est utilisé pour obtenir $\hat{X}$ alors qu'il serait possible avec ce schéma Simulink de prendre directement X. La figure 4.50 résume le principe de la régulation par retour d'état avec observateur.

Pour cette simulation, les pôles de l'observateur sont placés de manière à ce qu'il ait une dynamique environ trois fois plus rapide que celle du retour d'état. Le schéma développé dans ce cas est celui présenté sur la figure 4.51.

Les résultats de simulation correspondants sont donnés par la figure 4.52, avec la vitesse estimée et la tension imposée sur les pastilles piézoélectriques. Comme pour le cas du contrôle par PPF, les niveaux de tension restent faibles. En modifiant les paramètres des deux matrices de commande R

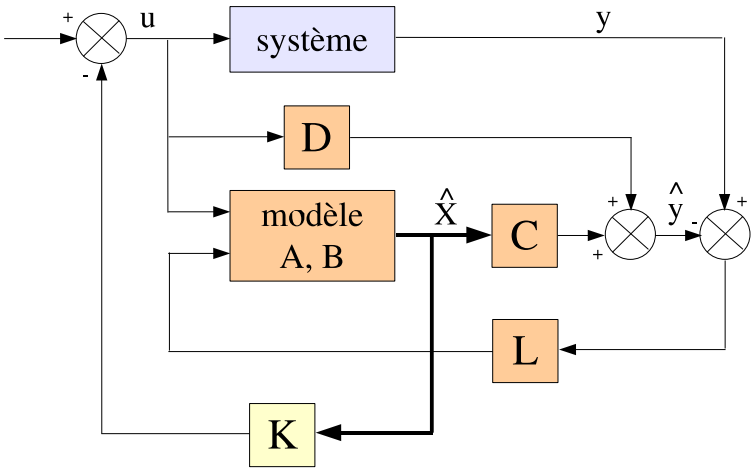


FIGURE 4.50 – Régulation par retour d'état avec observateur

et Q, cette tension peut par contre devenir plus importante, et se retrouver limitée par le bloc de saturation.

4.6.3.4 Essais expérimentaux

Comme pour le cas du PPF, nous présentons ici les résultats expérimentaux obtenus pour les deux types de perturbations exposés précédemment : "basse-vitesse" et "haute-vitesse". La compensation est obtenue avec comme paramètres $q_2 = 0.1$ et $r_1 = 5$, ce qui correspond à un amortissement en boucle fermée d'environ 0,25. Comme le capteur nous donne l'accélération du point de mesure, il nous faut obtenir la vitesse et la position pour construire le vecteur d'état. Les problèmes de la double intégration ayant déjà été évoqués dans la partie concernant le régulateur PPF, le choix se porte sur l'utilisation d'un observateur d'état, comme pour la simulation sous Simulink. La difficulté de ces essais expérimentaux est d'obtenir un observateur capable de construire le vecteur d'état sachant que la fréquence d'échantillonnage maximale autorisée par la carte Dspace est ici de 50 kHz. Nous avons opté pour une dynamique de l'observateur deux fois plus rapide que celle du retour d'état. Les résultats obtenus en basse vitesse sont présentés sur les figures 4.54.

Ces résultats sont comparables à ceux obtenus par la régulation PPF, avec un même ordre de grandeur pour l'atténuation (environ 8 dB au niveau du mode 2). L'apparition de pics parasites se manifeste à nouveau avec une fréquence légèrement supérieure à celle du mode 2. Nous présentons de la même manière les résultats pour une excitation "haute vitesse" avec les figures 4.55 et 4.56.

Le pic principal est diminué d'environ 11 dB. De la même façon que le cas du PPF, la première période de l'accélération après une rupture du courant n'est que faiblement influencée par la régulation.

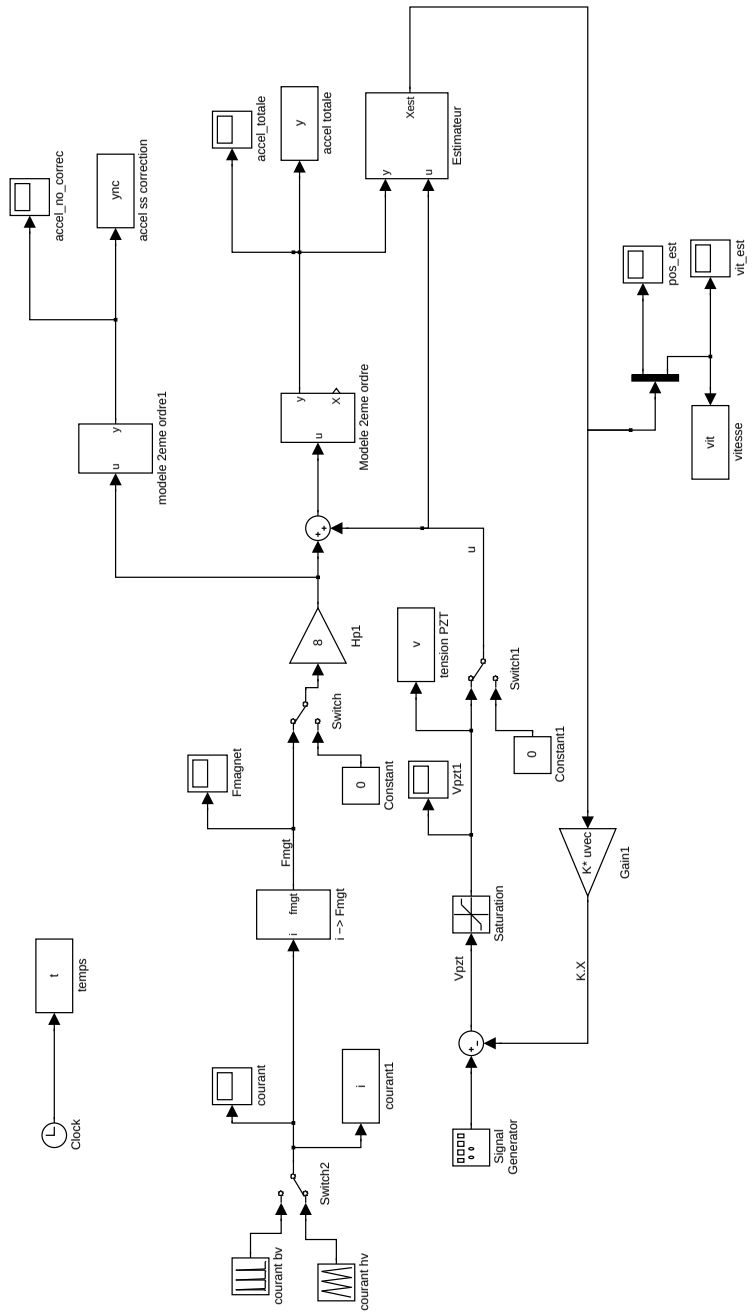


FIGURE 4.51 – Schéma de régulation LQ sous Simulink

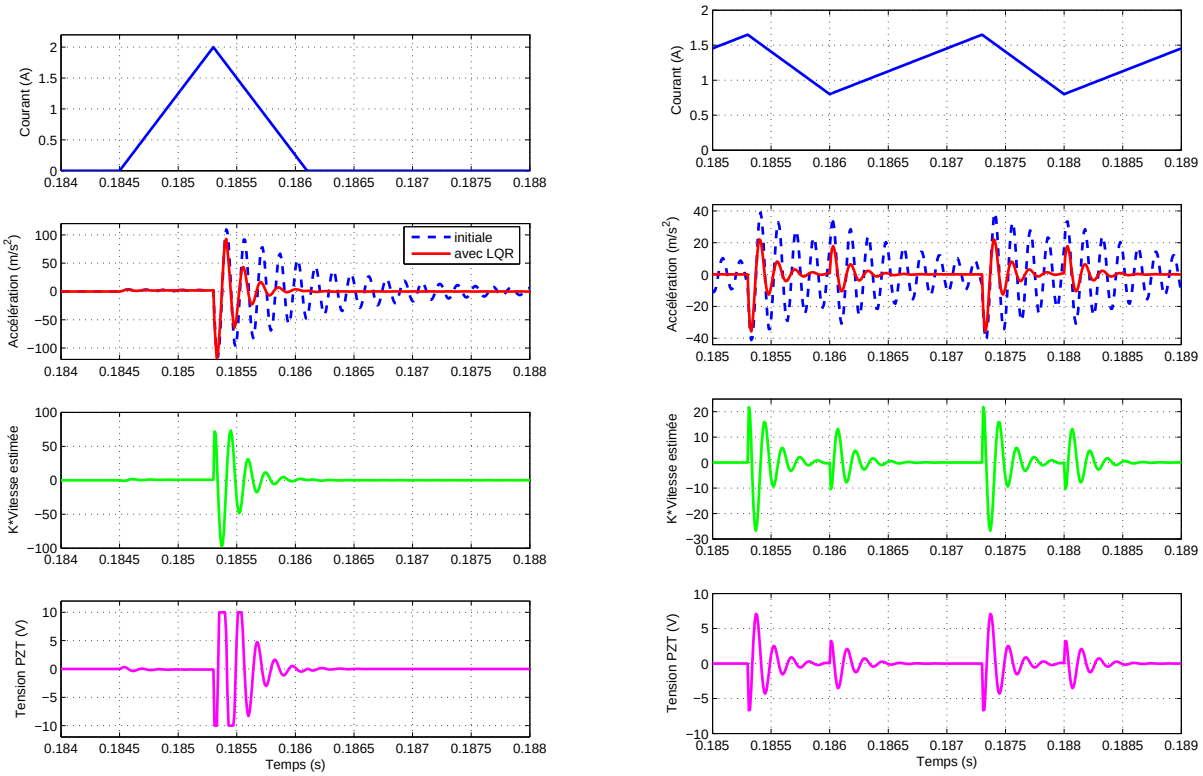


FIGURE 4.52 – Efficacité du PPF en "basse" et "haute" vitesse sous Simulink

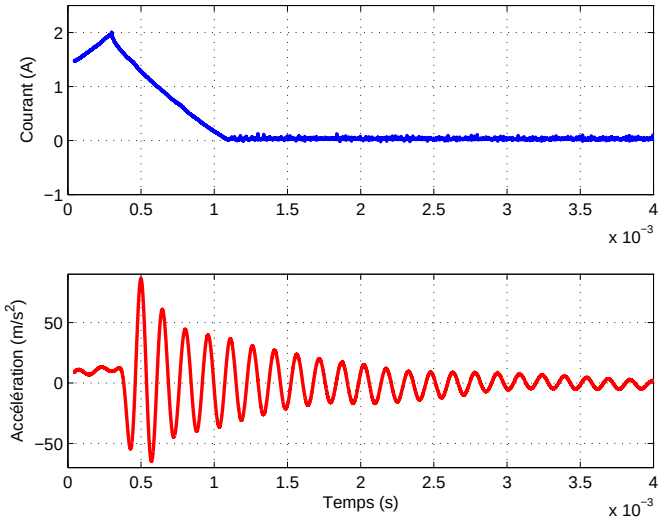


FIGURE 4.53 – Courant et accélération initiale pour la basse vitesse, essais expérimentaux

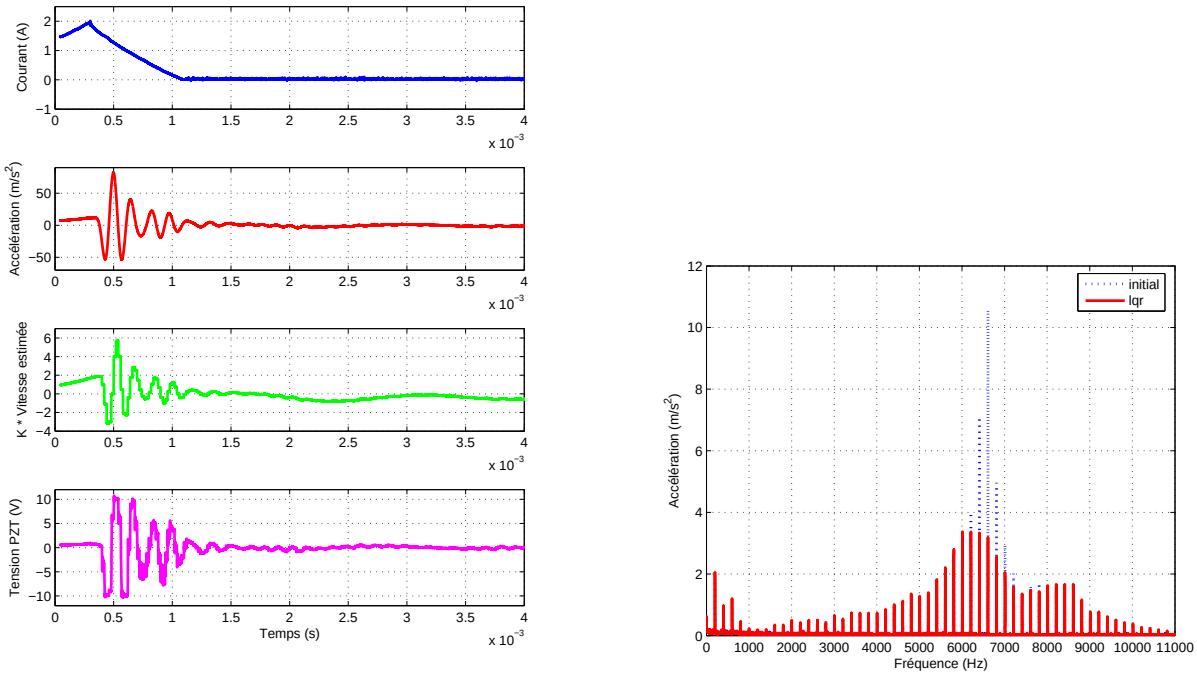


FIGURE 4.54 – Efficacité de la régulation LQ en basse vitesse, essais expérimentaux

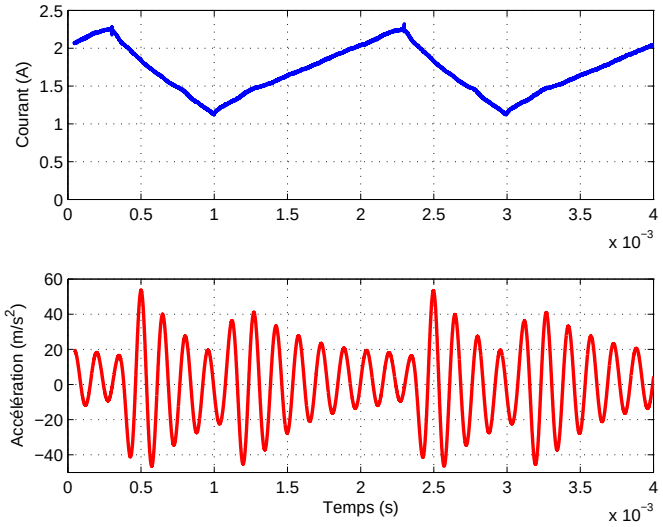


FIGURE 4.55 – Courant et accélération initiale pour la basse vitesse, essais expérimentaux

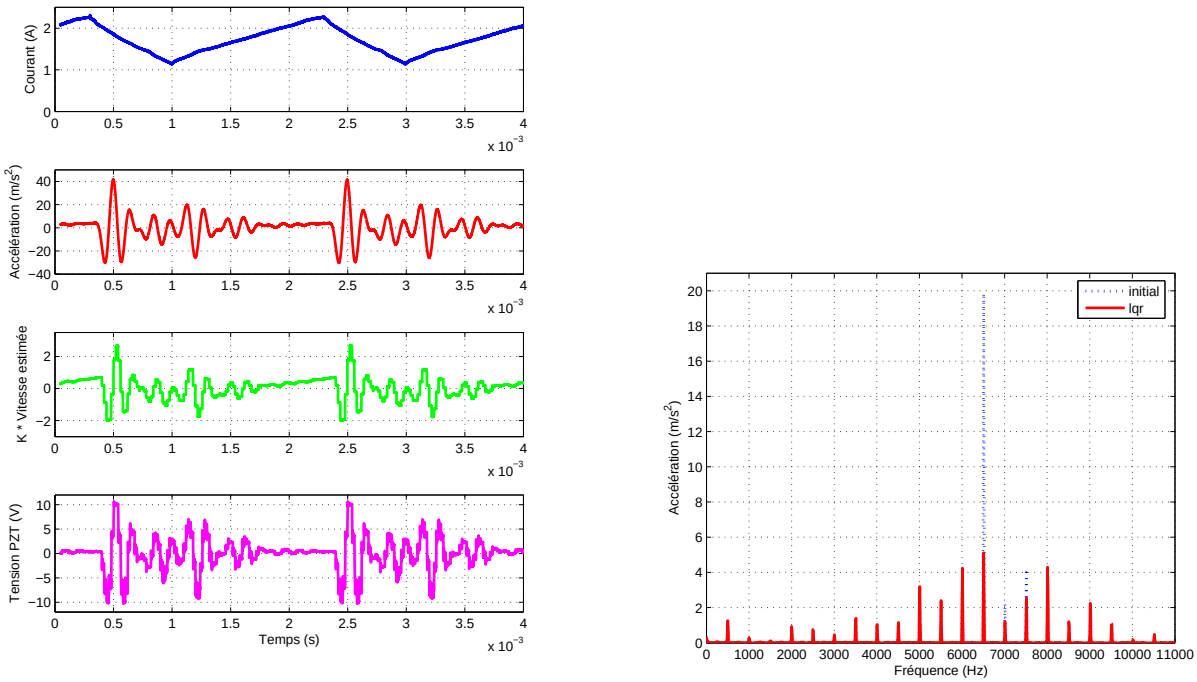


FIGURE 4.56 – Efficacité de la régulation LQ en haute vitesse

4.7 Conclusion sur les essais avec le prototype monophasé

Cette première maquette a permis de vérifier expérimentalement l'efficacité des pastilles piézoélectriques pour le problème de la compensation des vibrations d'un cylindre ressemblant à un stator de MRV. La première étape a consisté à obtenir les positionnements et dimensions optimaux des pastilles de PZT à partir de la modélisation de leurs effets sur la structure, détaillée dans le chapitre précédent. Une première simulation à l'aide d'un logiciel éléments-finis a montré qu'une faible tension imposée sur les électrodes des piézoélectriques suffisait à diminuer fortement les vibrations sinusoïdales de la structure. Deux essais expérimentaux avec des amplitudes de perturbation rencontrées dans un fonctionnement réel de la MRV ont confirmé ce résultat en boucle ouverte. Deux méthodes de régulation ont ensuite été développées de manière à tester la diminution des vibrations pour des excitations du même genre que celles rencontrées dans un fonctionnement classique de la machine. Pour remarque, les bases d'une régulation feedforward à l'aide d'une méthode X-LMS ont été testées, mais ne sont pas précisées dans ce mémoire.

Chapitre 5

Application à la MRV 6/4

Dans cette partie, nous appliquons les méthodes mises au point pour la machine simplifiée au cas du stator de la machine 6/4. Le but est ici de présenter les principales différences avec le cas traité dans les parties précédentes, ainsi que les modifications à apporter pour utiliser la régulation avec les actionneurs piézoélectriques. Le prototype avec le rotor à quatre dents n'étant pas complètement mis en place à la fin de la thèse, seuls des essais avec des excitations sinusoïdales sont exposés pour détailler les points qui vont être abordés.

La première particularité de cette machine 6/4 est qu'il est nécessaire de considérer l'influence des trois phases. La figure 5.1 précise les notations adoptées pour cette structure.

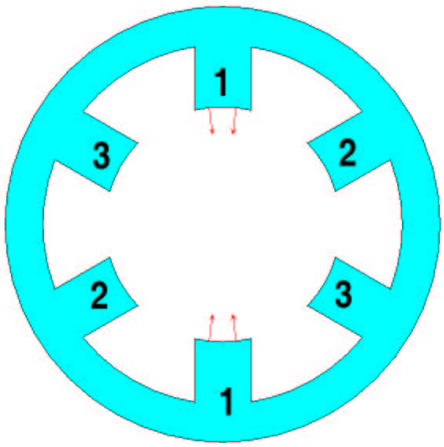


FIGURE 5.1 – Stator de MRV avec les 3 phases

En premier lieu, il nous faut reconsidérer le nombre d'actionneurs piézoélectriques à placer sur

le stator. De la même manière, nous allons préciser s'il est nécessaire de rajouter des capteurs afin d'avoir des informations sur les déplacements provoqués par les trois phases [55].

5.1 Nombre d'actionneurs piézoélectriques nécessaires

Le passage à une structure triphasée amène une réflexion sur le nombre de pastilles de PZT à utiliser. Nous présentons ici notre démarche en considérant les déformations correspondant au mode 2. Nous avons vu dans les précédentes parties que lorsqu'une phase de la machine simplifiée est excitée au niveau du mode 2, le déplacement $w_m(\theta, t)$ (figure 5.2) des points de la surface du stator engendrant les vibrations peut être considéré comme radial et se mettre sous la forme donnée par l'équation 5.1. L'indice m indique que l'origine du déplacement est ici magnétique, f_2 est la fréquence de résonance associée au mode 2.

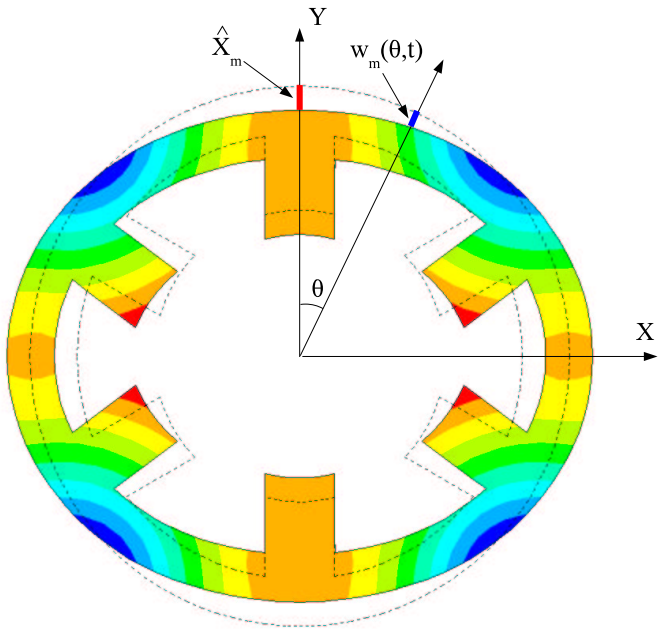


FIGURE 5.2 – Déplacements du stator de MRV au niveau du mode 2

$$w_m(\theta, t) = \widehat{X_m} cos(2\pi f_2 t) cos(2\theta) \tag{5.1}$$

Pour la machine triphasée, nous considérons que chacune des phases amène un déplacement de cette forme, mais déphasé spatialement. C'est donc la fonction d'approximation du déplacement qui est modifiée, le déplacement généralisé fonction du temps restant inchangé. Les déplacements de la surface du stator s'écrivent alors pour chacune des trois phases :

$$\begin{aligned} w_{m1} &= \widehat{X_m} cos(2\pi f_2 t) cos(2\theta) \\ w_{m2} &= \widehat{X_m} cos(2\pi f_2 t) cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ w_{m3} &= \widehat{X_m} cos(2\pi f_2 t) cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{5.2}$$

Pour le cas de la machine simplifiée, nous avons justifié le choix de prendre une paire de pastilles piézoélectriques afin de compenser la déformation d'origine magnétique. Le déplacement du stator conséquent à l'action des piézoélectriques peut s'écrire en considérant cette phase par l'équation 5.3.

$$w_{pzt} = \widehat{X_{pzt}} cos(2\pi f_2 t - \varphi) cos(2\theta) \tag{5.3}$$

Ce déplacement permet de compenser celui dû aux efforts magnétiques pour la machine monophasée s'il est possible d'annuler la somme $w_m + w_{pzt}$ pour tout angle θ et pour tout instant t. En agissant sur la tension aux bornes des pastilles de PZT, il faut alors trouver un couple $(\widehat{X_{pzt}}, \varphi)$ satisfaisant, ce qui s'obtient par exemple avec $(\widehat{X_{pzt}} = -\widehat{X_m}, \varphi = 0)$.

Le déplacement w_m est celui que l'on retrouve en excitant la phase 1 de la machine triphasée. Ainsi, pour compenser les vibrations conséquentes aux excitations des trois phases, l'utilisation de trois couples de pastilles semble alors la plus évidente. Cependant, il peut être économiquement intéressant d'estimer si un nombre plus faible de pastilles peut convenir.

La solution la plus économique serait de compenser les vibrations des trois phases à l'aide d'une seule paire de pastilles piézoélectriques. S'il est alors évident que les déplacements dus à la phase électromagnétique correspondante peuvent être diminués, la question se pose quand les deux autres phases de la machine sont excitées. En considérant le couple de pastilles piézoélectriques correspondant à la phase 2 (figure 5.3, le placement des pastilles est justifié dans la partie suivante), et les déplacements dus à l'excitation magnétique de la phase 1, cela revient à trouver un couple $(\widehat{X_{pzt2}}, \varphi_2)$ tel que l'expression 5.4 soit nulle pour tout angle θ et à chaque instant t.

$$w_{m1} + w_{pzt2} = \widehat{X_m} cos(2\pi f_2 t) cos(2\theta) + \widehat{X_{pzt2}} cos(2\pi f_2 t - \varphi_2) cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \tag{5.4}$$

Pour simplifier la résolution, nous considérons que l'amplitude de la tension appliquée aux actionneurs piézoélectriques est réglée de manière à avoir $\widehat{X_{pzt2}} = \widehat{X_m}$. Le paramètre de réglage restant est alors φ_2. En se plaçant à $t = 0$ et avec $\widehat{X_m} = 1$, la figure 5.4 montre l'amplitude maximale du déplacement au niveau de la surface du stator en fonction de ce déphasage.

Cette figure montre que la courbe ne s'annule jamais, et donc qu'aucune valeur de φ_2 ne permet d'avoir un déplacement nul de tous les points de la surface du stator. La solution avec une seule pastille pour les trois phases est donc à rejeter, et il est alors nécessaire d'utiliser un nombre de pastilles plus important. Considérons le cas avec les couples de pastilles 2 et 3. Les déplacements du stator dus à l'excitation des phases 2 et 3 ne posent alors pas de problème, puisque les couples de pastilles piézoélectriques leur correspondant sont capables de les diminuer. Il reste ainsi uniquement à vérifier si ces deux couples de pastilles peuvent diminuer le déplacement généré par la phase 1.

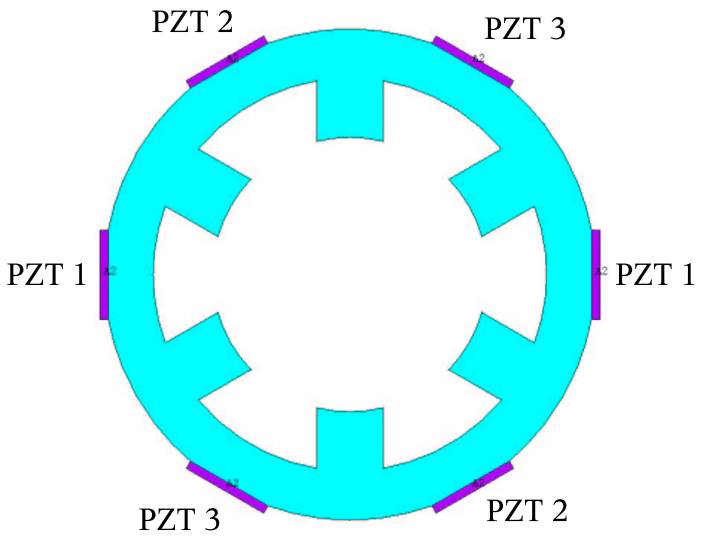


FIGURE 5.3 – Actionneurs piézoélectriques placés sur le stator de la MRV 6/4

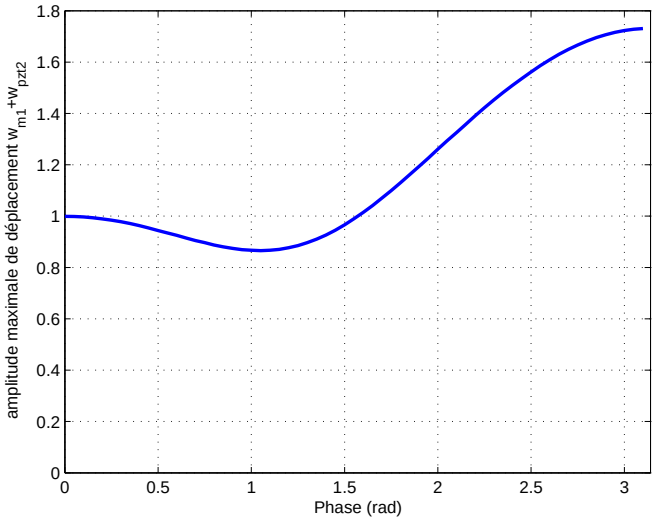


FIGURE 5.4 – Amplitude de déplacement de la surface du stator suivant le déphasage

Dans ce cas, le déplacement global peut s'écrire comme le montre l'équation 5.5.

$$X_{m1} + X_{pzt2} + X_{pzt3} = \\ X_m cos(2\pi f_2 t)cos(2\theta) + X_{pzt2}cos(2\pi f_2 t - \varphi_2)cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) + X_{pzt3}cos(2\pi f_2 t - \varphi_3)cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \quad (5.5)$$

Nous pouvons dans ce cas proposer une solution particulière : pour des amplitudes de déplacement PZT identiques ($X_{pzt2} = X_{pzt3}$) et ayant la même amplitude que le déplacement X_m dû à l'excitation de la phase 1, cette expression peut-être annulée si les phases φ_2 et φ_3 sont nulles. Il est donc possible en utilisant seulement deux couples de pastilles piézoélectriques de diminuer les déplacements des trois phases. Ce résultat classique pour les systèmes triphasés permet de limiter le coût de la solution. Des essais expérimentaux avec les deux piézoélectriques alimentés en parallèle confirment ce résultat, dans la mesure où les couples de pastilles ont des efficacités similaires. La figure 5.5 présente l'accélération initiale utilisée pour cet essai. Les résultats sont donnés sur la figure 5.6 pour la solution utilisant le couple de pastilles piézoélectriques correspondant, ou l'action simultanée des deux autres couples d'actionneurs.

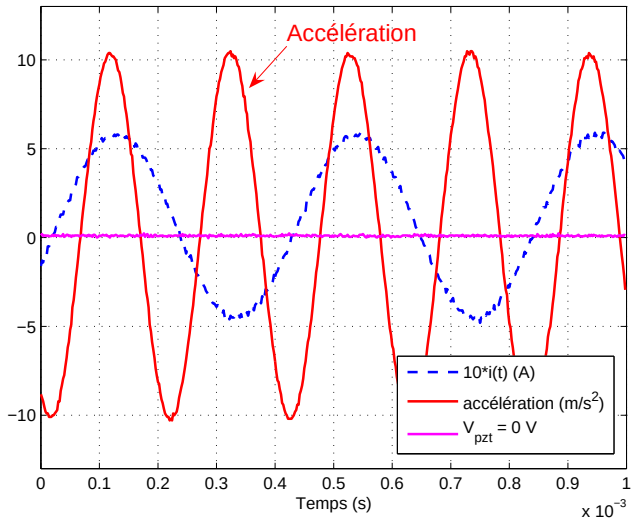
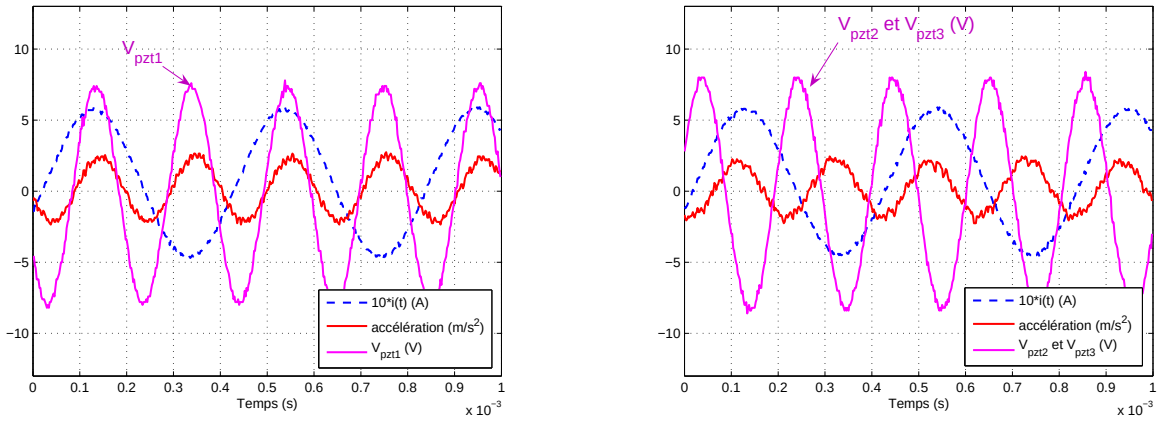


FIGURE 5.5 – Excitation en courant et accélération initiale

Pour les deux solutions, les tensions à imposer aux bornes des pastilles sont identiques. Cependant, la diminution des vibrations dues à la phase 1 à l'aide des pastilles 2 et 3 se retrouvera limitée si ces dernières n'ont pas une action symétrique sur la structure. Pour pallier ce problème, le second prototype réalisé possède trois couples de pastilles (figure 5.7).



(a) PZT 1

(b) PZT 2 et 3

FIGURE 5.6 – Diminution de l'accélération suivant les actionneurs piézoélectriques utilisés

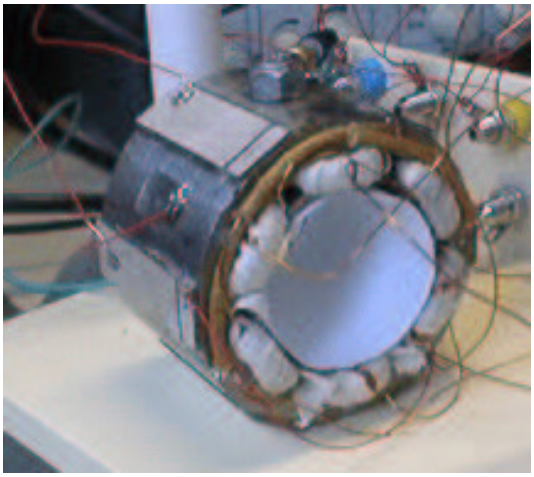


FIGURE 5.7 – Prototype expérimental pour la structure triphasée

5.2 Nombre de capteurs et placement

L'intérêt de n'utiliser qu'un seul capteur pour les trois phases est évident. En le positionnant au dessus de la phase 1 ($\theta = 0$), le capteur est suffisamment éloigné des nœuds de vibration du mode 2 excité par cette phase, et le nœud le plus proche quand l'une des deux autres phases est excitée se trouve à $\theta = 15°$. L'accélération mesurée par le capteur dans ce cas sera donc pondérée par un facteur $cos(4\pi/3) = 0.5$. La même procédure nous conduit à un facteur identique pour le cas du mode 4. Un seul capteur est donc suffisant pour effectuer la régulation. Il sera par contre nécessaire d'orienter l'information délivrée vers les actionneurs correspondants à la phase excitée afin d'utiliser la régulation adéquate. Pour les essais expérimentaux, l'accéléromètre est placé de la même manière que dans le cas de la machine monophasée, i.e. au-dessus d'une dent de la phase 1.

5.3 Placement des actionneurs piézoélectriques

Pour le placement des actionneurs piézoélectriques sur le stator, nous utilisons la méthode analytique développée dans les parties précédentes permettant d'obtenir les forces généralisées appliquées sur la structure. Pour la structure monophasée, nous avons tenu compte uniquement du mode 2 pour placer les pastilles de PZT. Pour le cas de la MRV triphasée, nous cherchons à les positionner de manière à ce qu'elles puissent exciter les modes de vibration 2 et 4. En utilisant les expressions des forces généralisées correspondantes et le résultat concernant le placement du capteur, les positions optimales pour contrer la déformation due à l'excitation magnétique de la phase 1 sont présentées sur les figures 5.8 et 5.9.

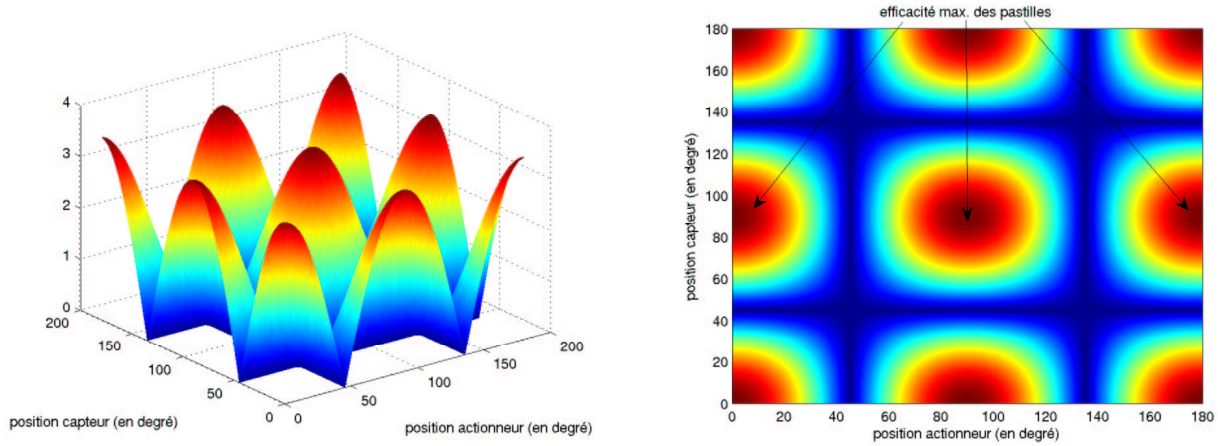


FIGURE 5.8 – Placements optimaux pour le mode 2

Pour exciter au mieux mécaniquement le stator, les actionneurs piézoélectriques doivent alors être placés au niveau des sommets des surfaces pour le mode 2 et pour le mode 4. La figure 5.10 présente une synthèse de ce résultat en tenant compte des 2 modes considérés.

Les choix disponibles pour le placement sont identiques à ceux obtenus en ne considérant que le mode 2. Pour le prototype triphasé, chaque couple de pastilles piézoélectriques est alors placé de la

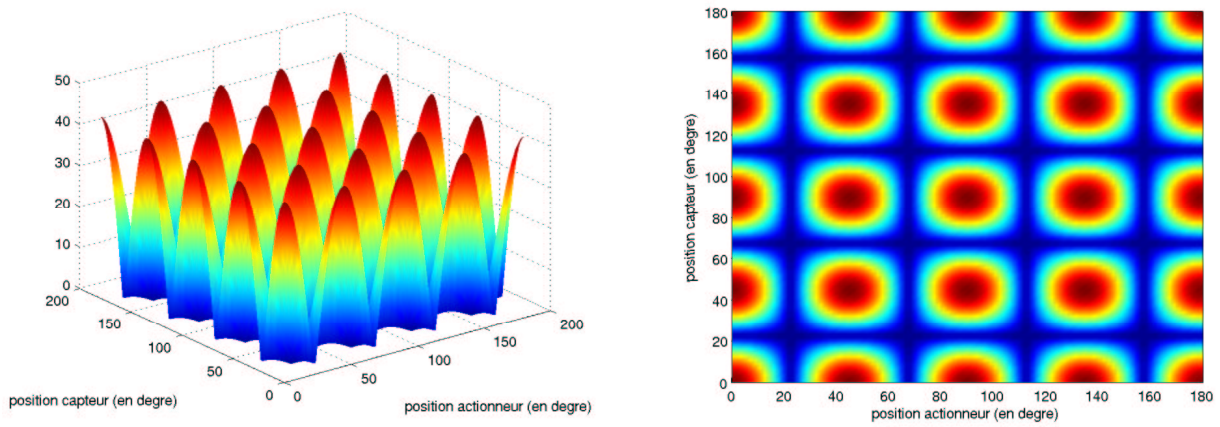


FIGURE 5.9 – Placements optimaux pour le mode 4

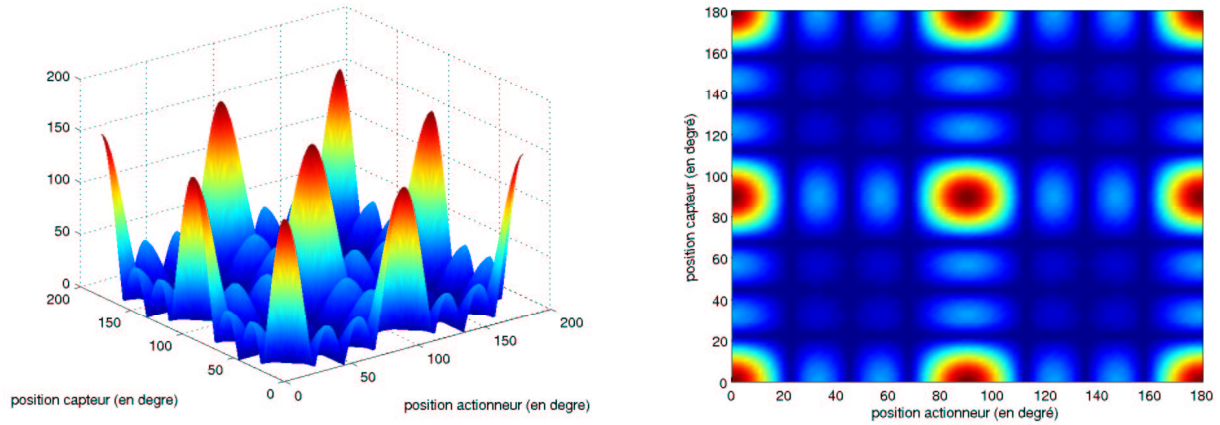


FIGURE 5.10 – Placements optimaux pour les modes 2 et 4

même façon que pour la structure monophasée, i.e. dans un axe perpendiculaire à l'axe de la phase magnétique correspondante.

5.4 Dimensionnement des pastilles de PZT

En gardant les mêmes notations que pour le cas de la structure monophasée, ils s'agit ici de voir les influences de l'épaisseur e_p et de la longueur l_p sur la force généralisée (pour la méthode analytique) ou sur les déplacements calculés (pour la méthode par éléments-finis). Les résultats concernant l'épaisseur des pastilles sont proches de ceux obtenus pour la première structure (figure 5.11) en maximisant la fonction $f(e_p)$. L'épaisseur de culasse étant légèrement plus importante pour le stator de la MRV, la valeur optimale est un peu plus grande que celle obtenue précédemment.

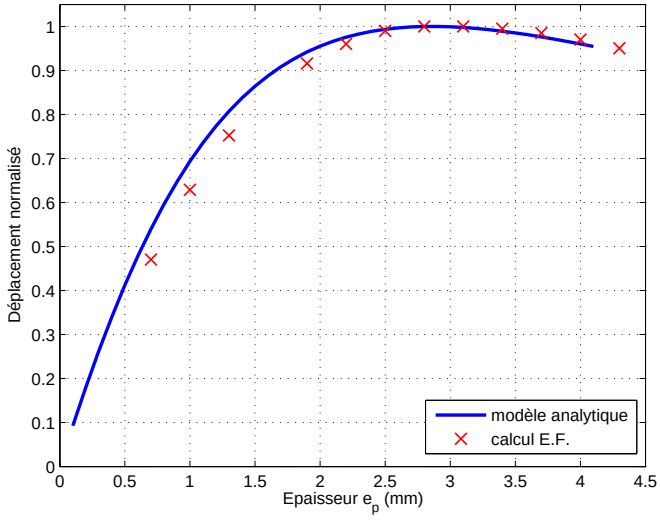
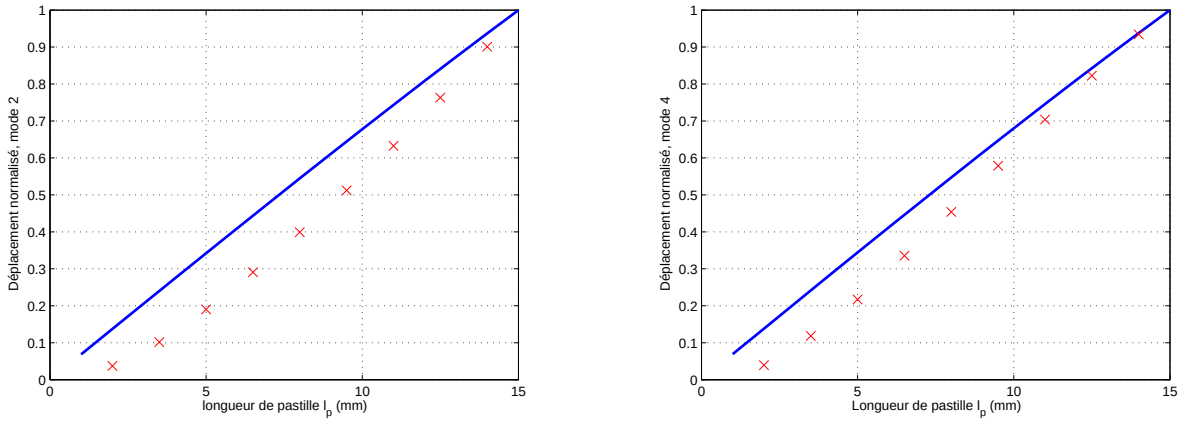


FIGURE 5.11 – Influence de l'épaisseur e_p pour la structure triphasée

Pour l'influence de la longueur de pastille, deux cas sont à considérer. En effet, les termes dépendant de l_p sont différents dans les expressions des forces généralisées F_2 et F_4 (équation 5.6 obtenue à partir des expressions développées dans le chapitre sur la modélisation de l'effet des pastilles piézoélectriques). K_2 et K_4 regroupent les termes ne dépendant pas de l_p.

$$\begin{aligned} F_2 = &\quad K_2 l_p \sqrt{1-(\frac{l_p}{2R})^2} \\ F_4 = &\quad K_4 l_p (1-2(\frac{l_p}{2R})^2)\sqrt{1-(\frac{l_p}{2R})^2} \end{aligned} \tag{5.6}$$

La comparaison entre les résultats de la méthode analytique et ceux obtenus par les calculs éléments-finis pour les deux modes est donnée sur la figure 5.12. Il en ressort que les déplacements sont quasi-proportionnels à la longueur de pastille, même dans le cas du mode 4.



(a) mode 2 (b) mode 4

FIGURE 5.12 – Influence de la longueur l_p pour les modes 2 et 4

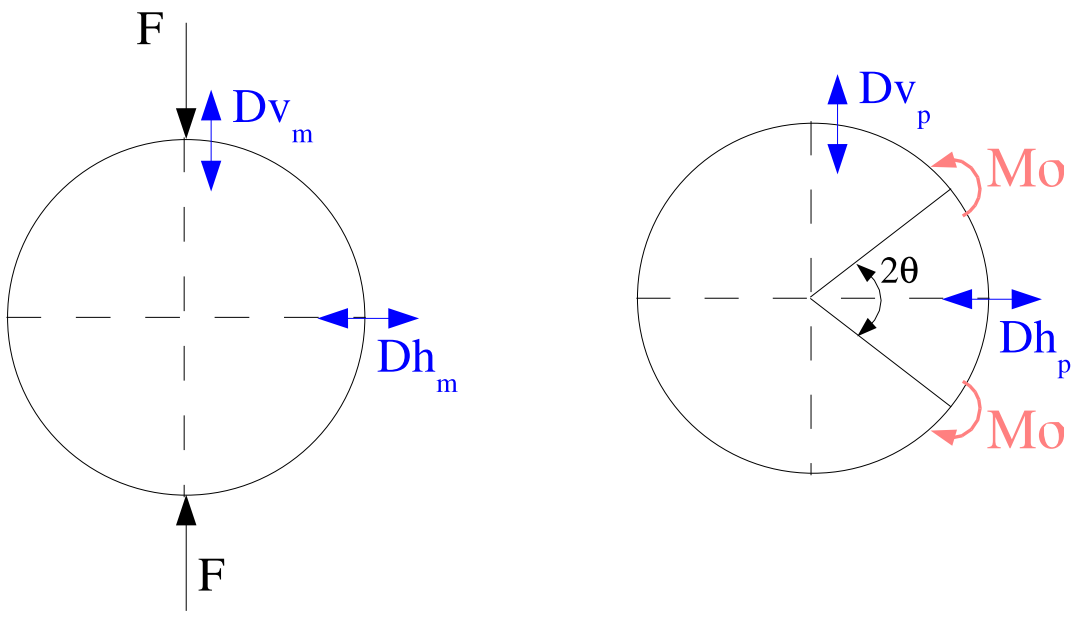
Pour les mêmes raisons que dans les parties précédentes, l'épaisseur retenue pour les pastilles de PZT est plus faible que la valeur "optimale" donnée par ces méthodes. Les actionneurs piézoélectriques placés sur le prototype ont ainsi une épaisseur de 1,5 mm et une longueur de 12 mm.

5.5 Compensation active sur des MRV de diamètres plus importants

La structure étudiée dans ce mémoire a un diamètre de 60 mm, et une puissance utile d'environ 30W à 3000 tr/min. L'une des questions fréquemment posées sur la solution de compensation avec les actionneurs piézoélectriques était ses possibilités d'adaptation sur des machines de diamètres plus importants. Quelques recherches ont donc été effectuées dans ce sens.

5.5.1 Influence de la géométrie sur des déplacements statiques

Ne connaissant pas les influences des dimensions sur le comportement dynamique des stators, en particulier les modifications au niveau des coefficients d'amortissement, cette première approche est réalisée pour des cas statiques. Ainsi, les déplacements conséquents aux forces magnétiques et ceux résultant de l'application d'une ddp aux bornes des pastilles piézoélectriques sont calculés pour différentes géométries. La littérature mécanique propose des formulaires analytiques donnant les déplacements statiques d'une structure suivant le type d'effort imposé [56]. Pour notre application, nous avons retenu les deux modèles de répartition des efforts présentés sur la figure 5.13. Dh et Dv sont respectivement les déplacements du cylindre dans le plan de symétrie horizontal et dans le plan vertical, les indices m et p sont utilisés pour différencier leurs origines : magnétique ou piézoélectrique. Les formules correspondantes sont données par l'équation 5.7.



(a) Efforts magnétiques (b) Efforts piézoélectriques

FIGURE 5.13 – Modèles retenus des répartitions des efforts

$$
\begin{aligned}
Dv_m = & \frac{12FR^3(1-\nu^2)}{Eh^3}(\frac{\pi}{4}-\frac{2}{\pi}) \\
Dv_p = & \frac{12M_0R^2(1-\nu^2)}{Eh^3}(\frac{2\theta}{\pi}-sin\theta)
\end{aligned}
\tag{5.7}
$$

Pour notre application, F correspond aux forces magnétiques imposées au niveau des dents, M_0 aux moments développés à la périphérie des pastilles piézoélectriques. Des calculs sont réalisés sur différentes géométries de stator à 6 dents à l'aide d'un code éléments-finis afin de vérifier ces expressions analytiques. La machine 1 est celle retenue dans ce mémoire.

	diamètre extérieur	épaisseur de culasse
machine 1	63 mm	5.5 mm
machine 2	100 mm	8 mm
machine 3	150 mm	12 mm
machine 4	200 mm	16 mm

TABLEAU 5.1 – Géométries des stators étudiés

Pour les différents essais, la pression magnétique sur les dents est constante. Ainsi, la formule analytique de Dv_m montre que les déplacements d'origine magnétique sont proportionnels (noté $\propto$) à :

$$Dv_m \quad \propto \quad \frac{l_d R^3}{h^3} \tag{5.8}$$

avec l_d la longueur de la dent dans l'entrefer. Le tableau 5.5.1 et la figure 5.14 présentent les déplacements obtenus par les deux méthodes, normalisés par rapport à ceux donnés pour la machine 1. Les résultats éléments-finis confirment la validité de l'expression analytique.

	machine 1	machine 2	machine 3	machine 4
déplacement EF (nm)	1,51	3,5	5,31	7,12
dép. EF normalisé	100	231	351	472
rapport $l_d R^3/h^3$	0,186	0,383	0,574	0,767
rapport normalisé	100	206	308	412

TABLEAU 5.2 – Déplacements d'origine magnétique pour les différentes géométries

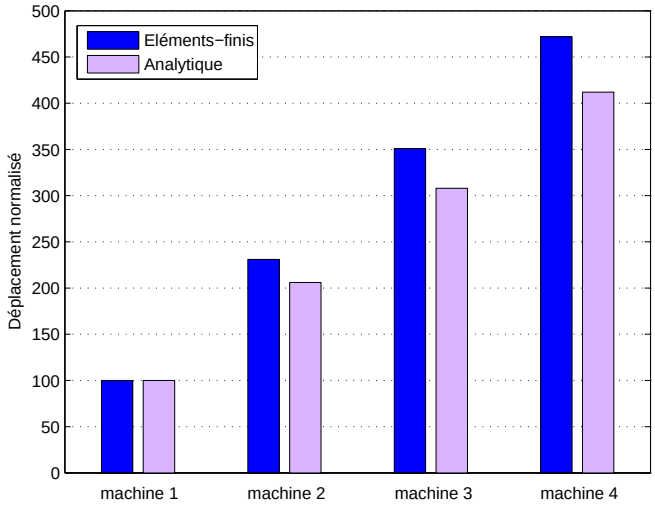


FIGURE 5.14 – Déplacements d'origine magnétique normalisés pour les différentes géométries

Dans un second temps, nous recherchons de quelle manière sont affectés les déplacements dus aux actionneurs piézoélectriques par les changements de géométrie. Les calculs éléments-finis sont réalisés à épaisseur de pastille e_p et tension V_{pzt} constantes (1 mm et 5V). En remplaçant l'angle θ par l'expression équivalente en l_p, la formule donnée précédemment pour Dv_p nous amène à un déplacement proportionnel à :

$$Dv_p \quad \propto \quad \frac{M_0 R^2}{h^3}\left(\frac{2Arcsin\frac{l_p}{2R}}{\pi} - \frac{l_p}{2R}\right) \tag{5.9}$$

Pour des faibles valeurs de l_p, une première approximation est faite en prenant le développement limité de $Arcsin$. Le déplacement est alors proportionnel à :

$$Dv_p \quad \propto \quad \frac{M_0 R^2 l_p}{R h^3} = \frac{M_0 R l_p}{h^3} \tag{5.10}$$

De plus, pour les épaisseurs de culasse considérées, nous pouvons faire une autre approximation en utilisant l'expression de M_0 développée dans les parties précédentes. Pour nos dimensions et matériaux, la fonction $f(e_p)$ est en effet quasi-proportionnelle à l'épaisseur de culasse h (figure 5.15).

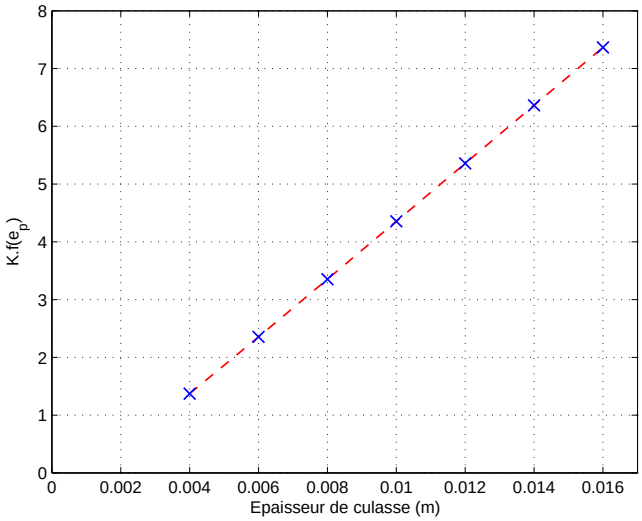


FIGURE 5.15 – Influence de l'épaisseur de culasse sur la fonction $f(e_p)$

Nous obtenons finalement un déplacement proportionnel à la tension imposée sur les pastilles piézoélectriques et aux paramètres géométriques, comme cela est précisé par l'expression 5.11.

$$Dv_p \quad \propto \quad \frac{R l_p V_{pzt}}{h^2} \tag{5.11}$$

Le tableau 5.5.1 et la figure 5.16 présentent alors la comparaison entre les résultats obtenus par les deux méthodes, avec à nouveau la normalisation par rapport à ceux donnés pour la machine 1. La longueur de pastille est de $l_p = 15$ mm, et la tension imposée $V_{pzt} = 5$ V.

	machine 1	machine 2	machine 3	machine 4
déplacement EF (nm)	4,29	3,1	2	1,5
dép. EF normalisé	100	72	47	35
rapport $l_p R/h^2$	0,104	0,078	0,052	0,039
rapport normalisé	100	75	50	37,5

TABLEAU 5.3 – Déplacements d'origine piézoélectrique pour les différentes géométries

Les résultats sont à nouveau concordants. La figure 5.17 présente l'influence de l_p pour les différentes structures, montrant la validité de la formule 5.11.

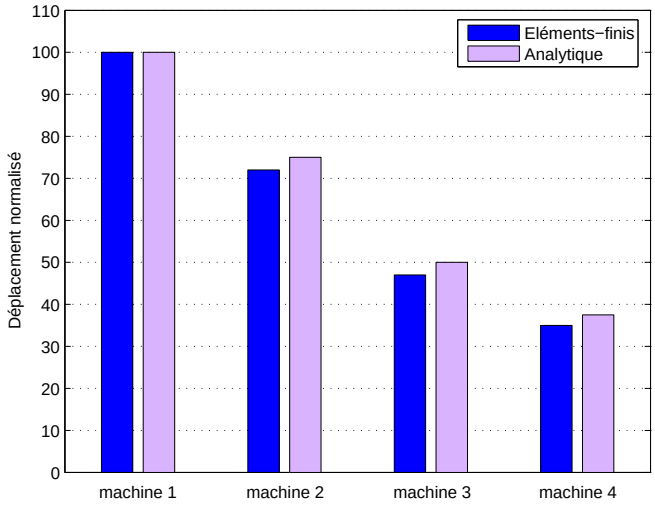


FIGURE 5.16 – Déplacements dus aux actionneurs piézoélectriques (normalisés)

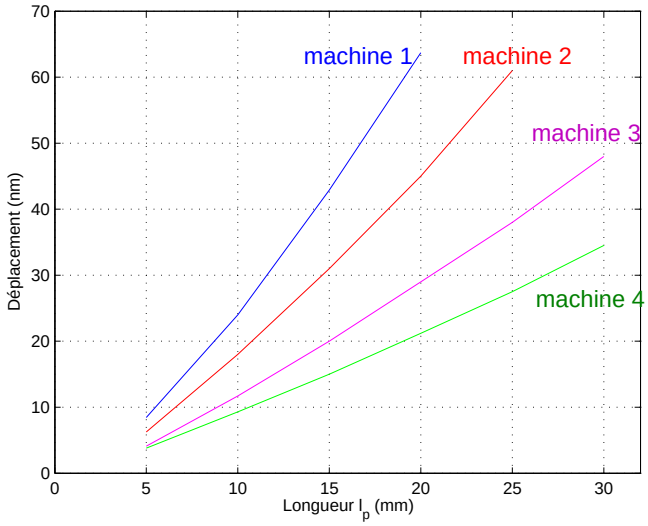


FIGURE 5.17 – Quasi-proportionnalité des déplacements en fonction de l_p

5.5.2 Bilan

Les expressions obtenues pour Dv_m et Dv_p nous permettent de montrer comment doit varier le produit $V_{pzt}l_p$ pour que la compensation soir réalisable sur des structures de diamètres plus importants (expression 5.12).

$$V_{pzt}l_p \quad \propto \quad \frac{l_d R^2}{h} \tag{5.12}$$

Pour des structures classiques de géométrie de MRV, la longueur l_d et l'épaisseur de culasse peuvent être choisies proportionnelles au rayon extérieur R, ce qui revient à dire que le produit $V_{pzt}l_p$ doit finalement être proportionnel à R^2.

$$V_{pzt}l_p \quad \propto \quad R^2 \tag{5.13}$$

Il existe une valeur limite $l_{p_{max}}$ à imposer pour l_p afin de ne pas limiter la section de passage du flux par la présence des méplats. Avec α le rapport entre les surfaces de passage du flux avec méplat/sans méplat (donc inférieur à l'unité), et β le rapport entre l'épaisseur de culasse h et le rayon extérieur R, un calcul rapide nous amène à l'expression 5.14.

$$l_{p_{max}} = 2R\sqrt{1-(1-\beta+\alpha\beta)^2} \tag{5.14}$$

Il en résulte que nous pouvons augmenter la longueur de pastille l_p de la même manière que R est augmenté. Ainsi, la tension à imposer sur les pastilles piézoélectriques devra elle aussi être augmentée de cette manière pour répondre à la proportionnalité demandée par l'expression 5.13. La conclusion de cette étude est que la compensation des vibrations de MRV de dimensions supérieures à celle utilisée dans ce mémoire ne pourra pas se faire en imposant des faibles niveaux de tension sur les pastilles piézoélectriques. Un amplificateur de puissance sera nécessaire pour ce type d'applications.

5.6 Conclusion

Ce chapitre consacré à l'application de la méthode de compensation des vibrations sur des machines triphasées a exposé les principales modifications nécessaires par rapport à la machine monophasée. Il en ressort que deux couples d'actionneurs piézoélectriques peuvent limiter les déplacements provoqués par l'excitation magnétique des trois phases. Leurs placements et dimensionnements sont réalisés à partir de la méthode analytique développée précédemment, de la même manière que pour le premier prototype. Une étude est ensuite réalisée pour vérifier la faisabilité de la solution de compensation sur des structures de diamètres plus importants. Nous en avons déduit qu'il est nécessaire dans ce cas d'utiliser un amplificateur de puissance.

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire a présenté les travaux réalisés sur la compensation des vibrations d'une machine à réluctance variable à l'aide d'actionneurs piézoélectriques placés sur la surface extérieure de son stator, et ce dans le but de limiter le niveau sonore conséquent. Cette première étude sur le sujet avait principalement pour but d'évaluer l'efficacité d'une telle technique dans la réduction des vibrations d'une machine électrique. L'étude a été menée sur un plan à la fois théorique et expérimental, et a contribué à répondre aux interrogations suivantes :

- où et comment faut-il introduire les actionneurs piézoélectriques ?
- ces actionneurs sont-ils capables d'agir sur la structure cylindrique et rigide des machines ?
- comment faut-il les dimensionner et les commander ?
- quels sont les moyens de modélisation et d'expérimentation nécessaires pour mener à bien ces travaux ?

La première partie du mémoire a présenté une recherche bibliographique montrant les avancées des études menées dans les domaines de la réduction du bruit émis par les MRV, et de la compensation active de vibration de structures simples. La méthode originale de compensation développée dans ce mémoire a ainsi été basée sur la réunion de ces deux thématiques.

Dans la deuxième partie, l'étude des origines du bruit émis par la machine à réluctance variable a permis d'en recenser trois principales : mécanique, aérodynamique et magnétique. L'importance de cette dernière nous a conduit à définir précisement la génération du bruit en fonction du courant injecté dans une phase de la machine. Pour cela, le problème a été divisé en deux parties. La première a exposé les aspects électromagnétiques, faisant ressortir l'influence de la composante radiale de la force magnétique au niveau des dents dans l'entrefer. La seconde partie a présenté le comportement mécanique du stator, dont les vibrations conduisent au bruit prépondérant. Ainsi, nous avons mis en place une modélisation éléments-finis sur le logiciel Ansys permettant d'étudier les couplages magnéto-mécaniques en calculant la réponse vibratoire du stator dans le cas de sollicitations électromagnétiques diverses. Ces simulations ont permis de vérifier que la présence d'harmoniques de la force proches des fréquences de résonance mécaniques du stator engendre les vibrations de la structure. Les modes vibratoires à considérer pour notre application ont ainsi été déterminés, et les fréquences de résonance associées ont été calculées à partir d'expressions analytiques. Pour conclure cette partie, les principaux paramètres sur lesquels il est possible d'intervenir pour limiter l'émission sonore sans avoir recours à une compensation ont été énumérés.

La méthode de compensation à l'aide d'actionneurs piézoélectriques collés sur la surface extérieure du stator a été explicitée dans la troisième partie. Le principe est d'imposer avec des pastilles de PZT la déformation contraire à celle résultant des forces électromagnétiques. Le choix du capteur ainsi que ceux des contrôleurs ont été exposés. Les possibilités d'utilisation d'une pastille piézoélectrique en capteur ont été développées à l'aide d'un code éléments-finis, présentant la tension relevée en fonction des déformations de la structure.

Les difficultés majeures ont concerné la détermination du nombre de pastilles à utiliser, leur dimensionnement, leur placement ainsi que leur commande. Pour répondre à ces points, une modélisation analytique de l'action d'une pastille piézoélectrique sur un cylindre a été développée. Cette dernière se base sur la détermination de la force généralisée propre à un mode étudié. Pour appliquer cette étude théorique, nous avons mis en place dans le laboratoire un modèle de machine monophasée sans rotor, dont la forme est proche d'un stator de MRV. Ce type de structure permet de s'affranchir de certaines contraintes, et facilite par là-même les mesures expérimentales. Ses dimensions ont été choisies de manière à n'avoir qu'un seul mode vibratoire dans le spectre audible. Nous avons ensuite cherché à maximiser la force généralisée en variant la géométrie et la position de la pastille de PZT sur le cylindre. Cette étude analytique est confrontée à la méthode des éléments-finis, et les résultats obtenus en confirment la validité. Il en ressort que la force généralisée est maximale pour une pastille placée dans un axe perpendiculaire à la phase excitée. De plus, elle est proportionnelle à la longueur de la pastille, et les deux méthodes de calcul montrent qu'il existe une épaisseur optimale la maximisant.

Les premiers résultats de compensation avec la structure retenue sont obtenus à partir d'un modèle éléments-finis reposant sur le couplage piézoélectrique-mécanique. Pour cet essai, la structure est déformée par une force sinusoïdale imposée sur ces dents, et l'amplitude de la tension imposée sur les piézoélectriques est modifiée de manière à faire décroître ces déformations. Les niveaux de tension à imposer sont faibles, si bien qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un amplificateur de tension pour cette application. De même, les efforts de cisaillement imposés par les pastilles piézoélectriques restent limités, évitant ainsi tout risque de décollement.

Les premiers essais expérimentaux sont réalisés en boucle ouverte avec des excitations sinusoïdales. Deux résultats ont été présentés, selon que les excitations électromagnétiques et piézoélectriques soit synchronisées ou non. Ces mesures confirment la faible amplitude de tension nécessaire pour la compensation, permettant de travailler avec des systèmes à base d'amplificateurs linéaires. Les résultats obtenus sont encourageants, puisque l'accélération du stator peut être totalement supprimée, et le niveau sonore diminué ainsi de façon notable. Ces essais sur la structure sans rotor valident le principe même de la méthode de compensation avec les actionneurs piézoélectriques, et montrent que les effets du collage restent négligeables.

Des contrôleurs numériques ont ensuite été mis en place pour diminuer en boucle fermée des types de vibrations proches de ceux rencontrés dans le fonctionnement d'une MRV, à partir de la mesure de l'accélération radiale d'un point de la surface du stator. Le premier est basé sur la méthode du Positive Position Feedback adapté à notre application, et le second correspond à une régulation linéaire quadratique. La première étape a consisté à identifier la fonction de transfert de l'action des pastilles piézoélectriques sur le stator. La compensation active avec les deux contrôleurs retenus

est testée sur des modèles développés sous Simulink, avec des signaux d'accélérations perturbateurs proches de ceux rencontrés en basses et hautes vitesses de fonctionnement de la MRV. Les résultats expérimentaux correspondants sont ensuite exposés, montrant la concordance avec ceux obtenus par la méthode sous Simulink. Dans chacun des cas, l'amortissement de la perturbation est notablement augmenté par la présence des contrôleurs. Si jusqu'à présent les résultats obtenus pour la compensation avec les piézoélectriques ne sont pas du même niveau que ceux des compensations actives avec enroulement auxiliaire ou par action sur la commande, ils laissent entrevoir des possibilités intéressantes. L'augmentation de l'efficacité de la compensation passera certainement par une réflexion approfondie sur le contrôleur à utiliser. Les résultats de notre technique seront comparés à ceux donnés par une solution alternative, développée en collaboration avec le LGEF à partir de méthodes de compensation semi-actives.

La dernière partie du mémoire s'est efforcée de dégager les modifications à apporter pour appliquer la méthode sur la machine triphasée. Les résultats analytiques sur le nombre d'actionneurs nécessaires sont exposés, montrant qu'il n'est pas nécessaire d'utiliser un couple d'actionneurs piézoélectriques par phase magnétique. Leurs placements et dimensionnements sont obtenus à partir des expressions analytiques développées dans les parties précédentes pour les forces généralisées, en prenant en compte les modes 2 et 4. Une première étude est développée concernant les possibilités d'utiliser la méthode de compensation avec les piézoélectriques pour des machines de diamètres plus importants. Dans ce but, des expressions analytiques donnant les déplacements statiques suivant le type d'excitation (magnétique ou piézoélectrique) sont proposées, et validées par la méthode des éléments-finis. Il en ressort qu'il sera nécessaire d'utiliser des niveaux de tension plus importants que pour le prototype monophasé.

Dans les perspectives, plusieurs points restent à traiter. Le premier correspond aux essais sur la machine triphasée en rotation, afin de vérifier l'efficacité de la solution de compensation avec les pastilles piézoélectriques dans un fonctionnement réel. Pour rendre cette dernière plus intéressante et économiquement viable, il ne faut pas perdre de vue que le système doit rester robuste et peu onéreux, d'autant plus qu'il s'agit des principaux avantages des MRV. Ainsi, l'accéléromètre devra être remplacé par des pastilles piézoélectriques, avec un traitement adéquat du signal obtenu. De plus, le correcteur sera implémenté directement dans le DSP chargé de piloter la machine. Il reste à développer l'étude sur l'utilisation de cette solution sur les structures de MRV les plus rencontrées (6/4, 6/8, 12/8...) afin d'ouvrir son champ d'applications. Ce travail devra considérer le nombre de phases, le nombre de dents et les dimensions géométriques de la machine pour évaluer l'efficacité de la compensation. Enfin, les possibilités d'adaptation aux autres types classiques de machines électriques sont à explorer.

Bibliographie

[1] Cidb. Le bruit aujourd'hui. Brochure d'information du Centre d'Information et de Documentation sur le Bruit, 1997.

[2] H. Jonoguchi. N° jp 04347558. Brevet, Décembre 1992.

[3] G. Reyne. *Analyse théorique et expérimental des phénomènes vibratoires d'origine électromagnétique.* Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1987.

[4] D. Cameron, J. Lang, et S. Umans. The origin and reduction of acoustic noise in double salient variable reluctance motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(6) :1250–1255, Novembre/Décembre 1992.

[5] C. Wu et C. Pollock. Time domain analysis of vibration and acoustic noise in the switched reluctance drive. Dans *IEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, pages 558–563, Oxford, Septembre 1993.

[6] D. Carton. *Réalisation d'une alimentation pour machine à réluctance variable à double saillance. Application à l'étude vibratoire d'une machine.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1994.

[7] F. Blaabjerg, J. Pedersen, P. Nielsen, L. Andersen, et P. Kjaer. Investigation and reduction of acoustical noise from switched reluctance drives in current and voltage control. Dans *International Conference on Electrical Machines 94*, pages 589–594, 1994.

[8] F. Camus. *Modélisation des phénomènes vibratoires des machines à réluctance variable à double saillance. Influence de l'alimentation.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1997.

[9] Y. Collette. *Réduction active des vibrations dans les Machines à Réluctance Variable.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1997.

[10] L. Pivette. *Etude des phénomènes vibratoires d'un alternateur pour automobile.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 1997.

[11] S. Ayari. *Etude des vibrations des Machines à Réluctance Variable : influence des caractéristiques géométriques et de l'excentricité rotorique.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2000.

[12] J. Hong. Stator pole and yoke design for vibration reduction of switched relucance motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(2) :929–932, Mars 2002.

[13] P. Rasmussen, F. Blaabjerg, J. Pedersen, P. Kjaer, et T. Miller. Acoustic noise simulation for srm with audible output. *EPE Lausane*, 1999.

[14] J. Lecointe. *Etude et réduction active du bruit d'origine magnétique des MRVDS.* Thèse de Doctorat, Université d'Artois, 2003.

[15] R. Colby, F. Mottier, et T. Miller. Vibration modes and acoustic noise in a 4-phase switched reluctance motor. *IEEE Industrial Application Society*, 1 :441–447, 1995.

[16] W. Cai, P. Pillay, Z. Tang, et A. Omekanda. Experimental study of vibrations in the switched reluctance motor. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, pages 576–581, 2001.

[17] C. Couturier, P. Cassoret, B. Witczak, et J. Brudny. About the definition of statoric ring's resonance frequencies of a.c. machines. *International Seminar on Vibration and Acoustic Noise of Electric Machinery*, pages 159–163, Mai 1998.

[18] C. Couturier, P. Cassoret, B. Witczak, et J. Brudny. Fréquences de résonance des couronnes statoriques : approche analytique. *International Conference : Acoustical and Vibratory Surveillance, Methods and Diagnostic Techniques*, 4(1) :307–318, Octobre 2001.

[19] W. Cai, P. Pillay, et Z. Tang. Impact of stator windings and end-bells on resonant frequencies and mode shapes of srm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38(4) :1027–1036, Juillet/Août 2002.

[20] P. Lueg. Process of silencing sound oscillations. Patent DRP 655 508, 1934. Germany.

[21] H. Olson et E. May. Electronic sound absorber. *Journal of the Acoustical Society of America*, 25 :1130–1136, 1953.

[22] R. Clark et C. Fuller. Control of sound radiation with adaptive structures. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 2 :431–452, 1991.

[23] B. Wang, C. Fuller, et E. Dimitriadis. Active control of noise transmission through rectangular plates using multiple piezoelectric or point actuators. *Journal of the Acoustical Society of America*, 90 :2820–2830, 1991.

[24] C. Fuller et A. Von Flotow. Active control of sound and vibration. *IEEE Control Systems magazine*, pages 9–19, 1995.

[25] N. Rizet. *Contrôle actif de vibrations en utilisant des matériaux piézoélectriques.* Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 1999.

[26] S. Leleu. *Amortissement actif des vibrations d'une structure flexible de type plaque à l'aide de transducteurs piézoélectriques.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, SATIE, 2002.

[27] S. Tliba. *Contrôle actif des vibrations dans des structures mécaniques minces instrumentées de transducteurs piézoélectriques.* Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, SATIE, 2004.

[28] S. Kim et J. Jones. Optimal design of piezoactuators for active noise and vibration control. *AIAA Journal*, 29(12) :2047–2053, 1991.

[29] J. Jones et S. Kim. Influence of the piezo-actuator thickness on the active vibration control of a cantilever beam. *Journal of Intelligent Materials Systems ans Structures*, 6 :610–623, 1996.

[30] F. Lalande, Z. Chaudhry, et C. A. Rogers. Impedance based modeling of actuators bonded to shell structures. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 6 :389–395, 1995.

[31] C. Niezrecki. *Structural and Internal Acoustic Response of Cylinders with Applications to Rocket Payload Fairings.* Thèse de Doctorat, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.

[32] X. Li. *Physical systems for the active control of transformer noise.* Thèse de Doctorat, University of Adelaide, 2000.

[33] S. Elliot. Down with noise. *IEEE Spectrum*, pages 54–61, juin 1999.

[34] B. Rafaely. Active noise reducing headset - an overview. *International Congress and Exhibition on Noise Control Engineering*, pages 589–598, 2001.

[35] C. Lesueur. *Rayonnement acoustique des structures.* Eyrolles, Paris, 1988.

[36] Bruel et Kjaer. *Surveillance des machines.* Bruel and Kjaer, Danemark, 1990.

[37] S. Clenet, S. Astier, Y. Lefevre, et M. Lajoie-Mazenc. Méthode de mesure des fréquences propres et des coefficients d'amortissement d'une machine synchrone à aimants permanents. *Journal de Physique III*, pages 1431–1447, 1994.

[38] L. Rayleigh. *The theory of Sound.* Dover Publication, New-York, 1945.

[39] Ieee standard on piezoelectricity. IEEE, Septembre 1978.

[40] M. Gabsi, X. Mininger, Y. Bonnassieux, T. Poux, et B. Grioni. Indirect vibration sensors for switched reluctance motors. Dans *16th International Conference on Electrical Machines ICEM*, volume 3, pages 829–830, 2004. Cdrom proceeding.

[41] S. Douglas. Reducing the computational and memory requirements of the multichannel filtered-x lms adaptive controller. Dans *National Conference on Noise Control Engineering (NOISE-CON)*, volume 2, pages 209–220, juin 1997.

[42] X. Mininger, M. Gabsi, F. Bouillault, C. Giraud-Audine, et Y. Bonnassieux. Vibration reduction of switched reluctance motor with pzt actuators. Dans *16th International Conference on Electrical Machines ICEM*, volume 2, pages 707–708, 2004. Cdrom proceeding.

[43] S. Basak, A. Raman, et S. Garmella. Dynamic response optimisation of asymmetrically configured piezoelectric fans. Dans *ASME 2003 Design Engineering Technical Conferences and Computer and Information in Enginnering Conference*, Septembre 2003.

[44] H. Banks, H. Lester, et R. Smith. A piezoelectric actuator model for active vibration and noise control in thin cylincrical shells. Dans *31st Conference on Decision and Control*, pages 1797–1802, Tucson, Arizona, Decembre 1992.

[45] X. Mininger, M. Gabsi, M. Lecrivain, E. Lefeuvre, C. Richard, D. Guyomar, F. Bouillault, et C. Giraud-Audine. Pzt actuator design for vibration damping of an electromagnetic basic structure. Dans *Third International Conference on Systems, Signals and Devices SSD'05*, 2005. Cdrom proceeding.

[46] Bruel et Kjaer. *Mesures de Vibrations.* Bruel and Kjaer, Danemark, 1983.

[47] X. Mininger, M. Gabsi, M. Lecrivain, E. Lefeuvre, C. Richard, et D. Guyomar. Switching reluctance motor vibration compensation with pzt actuators : open loop results. Dans *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2005*, San Antonio, Texas, 2005. Cdrom proceeding.

[48] X. Mininger. Compensation active des vibrations de mrv à l'aide d'actionneurs piézoélectriques. Dans *Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, JCGE 2005*, pages 19–24, Montpellier, France, 2005.

[49] S. Poh et A. Baz. Active control of a flexible structure using a modal positive position feedback controller. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 1 :273–288, 1990.

[50] T. Hegewald. *Vibration Suppression Using Smart Materials in the Presence of Temperature Changes.* Thèse de Doctorat, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University, 2000.

[51] A. Den Hamer, G. Angelis, et N. Roozen. Broad-band active vibration suppression using ppf focused on industrial application. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 10(2) :146–153, Avril 2005.

[52] M. A. McEver. *Optimal Vibration Suppression Using On-line Pole/Zero Identification.* Thèse de Doctorat, Faculty of Virginia Polytechnic Institute and State University, 1999.

[53] B. Anderson et J. Moore. *Optimal control : linear quadratic methods.* Prentice-Hall International Editions, 1989.

[54] G. Duc. *Commande par variables d'état des systèmes linéaires.* Ecole Supérieure d'Electricité, Polycopié de cours 03145/01, 2002.

[55] X. Mininger, M. Gabsi, E. Lefeuvre, C. Richard, D. Guyomar, et F. Bouillault. Switched reluctance motor vibration compensation with pzt actuators. discussion on the actuators and sensors numbers. Dans *Electromotion 2005*, Lausanne, Suisse, Septembre 2005. Cdrom proceeding.

[56] W. Young. *Roark's Formulas for stress and strain, 6ème édition.* McGraw-Hill International Editions, 1989.