N ° d'ordre NNT :

THÈSE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE LYON
préparée au sein de
l'INSA LYON

École doctorale ED 162 MEGA
Mécanique, Énergétique, Génie Civil, Acoustique

Spécialité de doctorat :
GÉNIE MÉCANIQUE

Soutenue publiquement le 14/12/2021, par :
Guillaume PAILLOT

Amortisseur hybride embarqué pour la réduction des vibrations de torsion et de l'acyclisme des vilebrequins

Devant le jury composé de

CHRISTOPHE COLLETTE	Professeur des Universités, Université de Liège	Rapporteur
VINCENT LANFRANCHI	Professeur des Universités, UTC	Rapporteur
ÉMELINE SADOULET-REBOUL	Maîtresse de Conférences HDR, Université Bourgogne-Franche-Comté	Examinatrice
FABRICE THOUVEREZ	Professeur des Universités, École Centrale de Lyon	Examinateur
ROMAIN RIVIÈRE	Ingénieur, Volvo GROUP	Invité
DIDIER RÉMOND	Professeur des Universités, INSA Lyon	Directeur de thèse
SIMON CHESNÉ	Maître de conférences HDR, INSA Lyon	Co-Directeur de thèse

LaMCoS - UMR CNRS 5259 - INSA de Lyon
20, avenue Albert Einstein, 69621 Villeurbanne Cedex (France)

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	**CHIMIE DE LYON** **https://www.edchimie-lyon.fr** Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr	**M. Stéphane DANIELE** C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne **directeur@edchimie-lyon.fr**
E.E.A.	**ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE** **https://edeea.universite-lyon.fr** Sec. : Stéphanie CAUVIN Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr	**M. Philippe DELACHARTRE** INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 **philippe.delachartre@insa-lyon.fr**
E2M2	**ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION** **http://e2m2.universite-lyon.fr** Sec. : Sylvie ROBERJOT Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	**M. Philippe NORMAND** Université Claude Bernard Lyon 1 UMR 5557 Lab. d'Ecologie Microbienne Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69 622 Villeurbanne CEDEX **philippe.normand@univ-lyon1.fr**
EDISS	**INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ** **http://ediss.universite-lyon.fr** Sec. : Sylvie ROBERJOT Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	**Mme Sylvie RICARD-BLUM** Institut de Chimie et Biochimie Moléculaires et Supramoléculaires (ICBMS) - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 **sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr**
INFOMATHS	**INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES** **http://edinfomaths.universite-lyon.fr** Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr	**M. Hamamache KHEDDOUCI** Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 **hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr**
Matériaux	**MATÉRIAUX DE LYON** **http://ed34.universite-lyon.fr** Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr	**M. Stéphane BENAYOUN** Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 **stephane.benayoun@ec-lyon.fr**
MEGA	**MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE** **http://edmega.universite-lyon.fr** Sec. : Stéphanie CAUVIN Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr	**M. Jocelyn BONJOUR** INSA Lyon Laboratoire CETHIL Bâtiment Sadi-Carnot 9, rue de la Physique 69621 Villeurbanne CEDEX **jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr**
ScSo	**ScSo*** **https://edsciencessociales.universite-lyon.fr** Sec. : Mélina FAVETON INSA : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr	**M. Christian MONTES** Université Lumière Lyon 2 86 Rue Pasteur 69365 Lyon CEDEX 07 **christian.montes@univ-lyon2.fr**

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

Remerciements

Résumé

Cette thèse, opérée dans le cadre de la chaire ”Solutions for the future of Road Freight Transport Solutions” (INSA Lyon, LaMCoS et Volvo Group), vise à étudier certains phénomènes vibratoires apparaissant dans les moteurs à combustion interne, en proposant un dispositif pour en réduire l'impact. Ces phénomènes sont principalement les vibrations de torsion, affectant l'intégrité des pièces en rotation, et l'acyclisme en sortie de vilebrequin, à l'origine de chocs et de bruits dans la transmission. L'originalité de ce dispositif est de mêler des phénomènes cycliques à des phénomènes résonants. Il a pour objectif autant de contrecarrer en même temps les deux phénomènes cités, que d'apporter une efficacité proche de celle de systèmes actifs tout en en réduisant la dépense énergétique. Pour cela, un concept d'amortisseur hybride multi-physique a été développé au cours de cette thèse, utilisant comme base la théorie des amortisseurs à masse accordée, et l'intégration de deux transducteurs électromagnétiques. Il a abouti à la mise en place d'un modèle numérique permettant de prédire le comportement dynamique en fonction de certains paramètres-clés qui ont été identifiés au cours de la thèse. Ce modèle intègre notamment un modèle pré-existant de moteur linéaire idéal, permettant de décrire la dynamique d'un étouffeur hybridé, ainsi qu'un formalisme adapté de celui d'Ostovic sur les circuits magnétiques, adapté pour modéliser le fonctionnement d'une machine électrique monophasée à aimants. Ce concept a aussi abouti au développement et la construction d'un démonstrateur académique, dédié à la mesure de la diminution des vibrations de torsion permis par le concept, sur un banc de rotation non-stationnaire caractérisé par des phénomènes cycliques. Les essais menés sur celui-ci ont permis une validation expérimentale de plusieurs des comportements dynamiques prédits par le modèle numérique, ainsi que de tester les capacités de l'amortisseur hybride dans un cadre simplifié. Ces tests ont montré que l'amortisseur hybride conduit à une réduction des vibrations de torsion sur presque l'ensemble de la gamme de fréquences étudiée, avec une réduction d'amplitude d'oscillation pouvant aller jusqu'à 100%.

MOTS CLÉS: Amortisseur hybride, Vibrations de torsion, Acyclisme moteur, Tuned Mass Damper, Machine Synchrone à aimants permanents, Relation angle-temps, Rotation non-stationnaire, Chaire Volvo

Abstract

This thesis has been operated as part of the research of the chair ”Solutions for the future of Road Freight Transport Solutions”, a cooperation of INSA Lyon, LaMCoS and Volvo Group, and aims at tackling vibratory phenomena within internal combustion engines by new means. These phenomena are mostly the torsional vibrations along the crankshaft, detrimental to the durability of the mechanical parts, and the rotational irregularities at the end of the crankshaft, that produce noise and shocks in the gearbox. A concept for a new device is described, which originality is to combine cyclic events and resonating phenomena. The purpose of this combination is to tackle at the same time the two types of vibrations, while providing a performance equivalent to that of active devices, but at a reduced energy cost. To that extent, a multiphysic hybrid damper has been developed during the thesis, seen as an improvement of the principle of tuned mass dampers with two types of electromagnetic transducers. This conception has lead to a numerical model, able to predict the overall dynamic behavior of a crankshaft equiped with such a device, as a function of a set of key parameters that have been identified. This model features noticeably pre-existing theoretical developments on an ideal linear motor, which helps describing the dynamics of the hybridized mass damper, as well as the Ostovic formalism on magnetic circuits, which is here adapted to describe the operation of single-phase permanent magnet machines. The concept and the model have been completed by the development and implementation of a demonstrator, dedicated to the measurement of the performance of a hybrid damper on a simplified crankshaft model. This demonstrator recreates a non-stationary rotation, characterized by cyclic events. The tests run on the demonstrator have led to an experimental validation of most of the dynamic behaviors predicted by the numerical model, and have proved the ability of the damper to decrease the torsional vibrations on a wide frequency range. In optimal cases, a complete cancellation of the oscillations has been measured.

KEY WORDS: Hybrid damper, Torsional Vibrations, Rotational irregularities, Internal Combustion Engine, Tuned Mass Damper, Permanent magnet synchronous machine, Angle-time relationship, Non-stationary operation

Table des matières

Résumé **i**

Abstract **iii**

Table des matières **v**

Table des figures **ix**

Liste des tableaux **xiii**

Liste des symboles **xv**

1 Introduction **1**
1.1 Contexte de mise en place du projet de thèse 2
1.1.1 Impact environnemental du secteur automobile 2
1.1.2 Raréfaction de l'approvisionnement en pétrole 4
1.1.3 Bruit et rayonnement acoustique des véhicules 4
1.1.4 Améliorations possibles dans le secteur des poids lourds 6
1.2 Spécificités du système "vilebrequin" 7
1.2.1 Fonctionnement de base du moteur Diesel 7
1.2.2 Spécificités des phénomènes cycliques dans les moteurs thermiques 8
1.3 État de l'art 12
1.3.1 Vibrations de torsion dans les vilebrequins 12
1.3.2 Diminution de l'acyclisme 13
1.4 Construction du travail de thèse 15
1.4.1 Bilan des enjeux et buts de la thèse 15
1.4.2 Organisation du manuscrit 16

2 Description du concept **17**
2.1 Micro-hybridation et système couplé 18
2.1.1 Définition et utilisation actuelle 18
2.1.2 Inventaire des solutions semi-actives, actives et hybrides 18
2.1.3 Buts du système proposé 23
2.2 Proposition de système couplé 24

2.2.1 Proposition de TMD hybride 24
2.2.2 Machine à aimants sur le volant d'inertie 26
2.2.3 Système électrique embarqué : possibilités et limitations 27

3 Modélisation du système et analyse paramétrique 29
3.1 Modélisation des constituants du système couplé 30
3.1.1 Le vilebrequin 30
3.1.2 L'étouffeur hybride 35
3.1.3 La machine à aimants permanents 39
3.2 Fonctionnement et pilotage en mode couplé 50
3.2.1 Circuit électrique, phase du courant et pilotage 50
3.2.2 Analyse paramétrique - test des paramètres pour le MDE8 53

4 Réalisation du banc d'essai rotatif 61
4.1 Conception d'un "pot vibrant rotatif" simple 62
4.1.1 État de l'art 62
4.1.2 Pilotage par système mécanique 63
4.1.3 Pilotage par système électromagnétique 64
4.1.4 Construction de l'interface 65
4.2 Instrumentation du banc 67
4.2.1 Conditions d'excitation non stationnaires 67
4.2.2 Mesure de la torsion 70
4.2.3 Mesure du couple acyclique 73
4.2.4 Suivi du couple électromagnétique 74
4.2.5 Suivi de la position de l'étouffeur 75
4.3 Modèle réduit de vilebrequin 75
4.4 Conception et fabrication du banc 77
4.4.1 Système d'entraînement 78
4.4.2 Le volant avant 79
4.4.3 La machine synchrone à aimants permanents 82
4.4.4 Caractérisation du banc sans amortisseur 85
4.4.5 Les étouffeurs accordés 88
4.4.6 Circuit électrique série 92
4.4.7 Modèle Simulink associé 93
4.5 Conclusion sur le banc d'essai 95

5 Vérification expérimentale des capacités d'amortissement du concept 97
5.1 Investigations expérimentales sur le banc d'essai 98
5.1.1 Montage avec TMD passifs 98
5.1.2 Montage avec shunt RL 102
5.1.3 Effet de la machine à aimants permanents 104
5.1.4 Contrôle hybride - fonctionnement sans charge acyclique et prédictibilité du modèle 107

5.2 Détermination de la phase optimale pour le circuit hybride 109
5.2.1 Protocole expérimental 110
5.2.2 Résultats pour différentes vitesses et excitations 111
5.3 Capacités d'amortissement 114
5.3.1 Influence de l'amplitude d'excitation 114
5.3.2 Influence de la résistance de charge 116
5.3.3 Limites du démonstrateur 117
5.3.4 Conclusion 119

6 Améliorations du concept et contrôle actif de vilebrequin 121
6.1 Prise en compte des inerties variables 122
6.1.1 Modification du système d'équations couplées 122
6.1.2 Impact des inerties variables sur les performances de l'amortisseur hybride 123
6.2 Lois de contrôle hybride 125
6.2.1 Amortissement actif sur le banc d'essai 125
6.2.2 1re loi de contrôle : α-contrôleur 126
6.2.3 2e loi de contrôle : hybrid skyhook 128
6.3 Ouvertures, perspectives et améliorations possibles 132
6.3.1 Combinaison avec d'autres types d'amortisseurs 132
6.3.2 Optimisation des capacités de l'amortisseur hybride 133

Bibliographie 137

A Construction d'une distribution d'aimants 153

B Génération d'acyclisme par dispositif mécanique 159

C Code Simulink pour le contrôle actif des vibrations sur le banc d'essais 165

D Montage avec volant d'inertie bi-masse 167

E Considérations multi-harmoniques 171

Table des figures

1.1 Évolution des émissions de GES dues au transport routier 3
1.2 Représentation du vilebrequin Volvo MDE8 (fournie par Volvo Group) . . 8
1.3 Évolution de la pression dans un cylindre sur deux tours 9
1.4 Bilan des efforts sur le vilebrequin, vu de l'avant, d'après [BAR 19] . . . 10
1.5 Quelques exemples d'amortisseurs de vibrations étudiés 13
1.6 Quelques exemples d'amortisseurs d'acyclisme 14

2.1 Quelques amortisseurs d'acyclisme issus de la littérature 20
2.2 Quelques amortisseurs de vibrations de torsion issus de la littérature . . . 21
2.3 Quelques récupérateurs d'énergie issus de la littérature 22
2.4 Représentation de l'architecture global de l'amortisseur hybride 23
2.5 Concept d'hybridation de TMD 24
2.6 Représentation d'un volant d'inertie modifié en machine électrique 26

3.1 Modélisation de l'inertie et modèle de vilebrequin à huit degrés de liberté 31
3.2 Diagramme de Campbell théorique du MDE8 33
3.3 Oscillation de couple 35
3.4 Diagramme de Bode prévisionnel de la torsion du vilebrequin avec et sans amortisseur 36
3.5 Schéma d'un transducteur Voice Coil 37
3.6 Modèle de vilebrequin avec amortisseur hybride 38
3.7 Dispositions d'aimants usuelles 39
3.8 Courbe B-H d'un aimant néodyme 40
3.9 Interaction entre un aimant et une bobine 41
3.10 Evolution de la perméance de l'entrefer 42
3.11 Comparaison du modèle avec un résultat de simulation sous Ansys 44
3.12 Angle de calage 45
3.13 Exemple de couple électromagnétique 47
3.14 Circuit RL série 50
3.15 Circuit RLC parallèle 52
3.16 Effet de μ sur le comportement dynamique 55
3.17 Effet de la résistance sur le comportement dynamique 56
3.18 Effet de l'auto-inductance sur le comportement dynamique 57

3.19 Effet de T_{FW} sur le comportement dynamique 58
3.20 Effet de T_{TMD} sur le comportement dynamique 59

4.1 Schéma bloc général du pilotage du banc 66
4.2 Mesure de la vitesse instantanée de rotation avec la méthode du temps écoulé 69
4.3 Temps de calcul à différentes vitesses de rotation 70
4.4 Calcul de la torsion avec les codeurs 71
4.5 Mesure du couple de torsion avec des jauges 72
4.6 Montage des jauges sur l'arbre en torsion 72
4.7 Fonction de transfert entre le couple mesuré par les jauges et le couple consigne 74
4.8 Simplification du modèle de vilebrequin en un système à deux degrés de liberté 76
4.9 Schéma et photo du banc d'essai complet 77
4.10 Le moteur d'entraînement PHASE 79
4.11 Vue éclatée du volant avant 80
4.12 Montage du volant avant 81
4.13 Modèle numérique de la machine à aimants permanents 83
4.14 Montage de la machine synchrone à aimants permanents 84
4.15 Poste de contrôle et armoire électrique 86
4.16 Réponse en fréquence du banc d'essai sans amortisseurs 87
4.17 Données techniques des bobines acoustiques 89
4.18 Schéma de montage des étouffeurs sur le volant avant 90
4.19 Prévision de la réponse passive du banc d'essai 91
4.20 Schéma de branchement du circuit RL série 93
4.21 Schéma modèle Simulink 94

5.1 Effet de la vitesse de rotation 98
5.2 Effet de l'amplitude d'excitation 100
5.3 Effet de la force centrifuge sur la masse mobile de l'étouffeur 102
5.4 Fonction de réponse en fréquence du banc en configuration d'amortisseur shunté 103
5.5 Simulation par Ansys du couple réluctant de la MSAP 105
5.6 Spectre fourni par le pont de jauges, pour mesurer le couple réluctant, à 60rpm (gauche) et 90rpm (droite), avec et sans stator 106
5.7 Mesure de la tension créée dans le circuit par la MSAP 107
5.8 Mesure en torsion, courant et position des VCA pour un essai sans chargement 108
5.9 Comparaison des valeurs de l'essai à la prédiction numérique 109
5.10 Effet de l'amplitude d'excitation sur la phase optimale de réduction de la torsion 110

5.11 Évolution de l'amplitude de torsion en fonction de l'angle de calage et de la vitesse consigne . . . 112
5.12 Comparaison des valeurs de phases optimales expérimentales et simulées 113
5.13 Évolution de la phase du courant en fonction de la vitesse de rotation du rotor . . . 113
5.14 Amplitude des vibrations de torsion pour trois excitations, avec une résistance de 22 Ω . . . 115
5.15 Comparaison de l'effet de la résistance de charge sur la torsion mesurée par les jauges . . . 117

6.1 Variation de la fréquence critique en fonction de la position angulaire . . 124
6.2 Impact des inerties variables sur l'amortissement des vibrations de torsion 124
6.3 Montage expérimental pour l'amortissement actif de vibrations de torsion 126
6.4 Utilisation de l'α-contrôleur . . . 128
6.5 Modèle équivalent de l'amortisseur Skyhook . . . 129
6.6 Utilisation du Skyhook . . . 130
6.7 Comparaison de la sortie des deux contrôleurs . . . 131

A.1 Exemple de distribution H4 . . . 154
A.2 Superposition de distribution d'aimants, en H6, H9 et résultante . . . 155
A.3 Circuit magnétique pour la distribution H6 et H9 . . . 156

B.1 Dispositif d'excitation acyclique par jet d'air et couple résultant . . . 159
B.2 Deux montages possibles d'un système bielle-manivelle . . . 160
B.3 Principe de l'acyclisme généré par un linguet et une came . . . 161
B.4 Amplitude de couple acyclique avec joint de cardan . . . 163

C.1 Code utilisé pour le contrôle actif présenté au chapitre 6 . . . 166

D.1 Différentes configurations pour hybrider le volant bi-masse . . . 167
D.2 Effet de la configuration sur l'amplitude de l'oscillation H_{12} sur la vitesse en sortie de vilebrequin . . . 169
D.3 Effet de la configuration sur l'amplitude de l'oscillation H_{12} sur la vitesse en sortie de vilebrequin . . . 170

Liste des tableaux

1.1 Bilan des motorisations alternatives envisageables 5

3.1 Données Volvo du vilebrequin MDE8 32
3.2 Valeurs pour l'analyse paramétrique 54

4.1 Avantages et inconvénients des générateurs mécaniques d'acyclisme . . . 64
4.2 Description du schéma d'ensemble 78
4.3 Inerties des composants du volant avant 82
4.4 Inerties des composants du rotor de la MSAP 86
4.5 Données techniques des bobines acoustiques 89

5.1 Tabulation des excitations utilisées 99

Liste des symboles

Variables mécaniques

α Position angulaire locale

λ Ratio de la longueur de la bielle sur le rayon d'excentricité

θ_j Position angulaire globale du degré de liberté j

C_a Couple d'excitation du système

C_g Couple de combustion total appliqué au vilebrequin

$C_{g,j}$ Couple de combustion créé par le piston j

C_{grav} Couple gravitationnel exercé sur les étouffeurs

C_i Couple inertiel total créé par les masses en rotation

$C_{i,j}$ Couple inertiel créé par les masses en rotation autour du degré de liberté j

C_m Couple moteur total exercé sur le vilebrequin

$C_{m,j}$ Couple moteur total sur le degré de liberté j

C_r Couple de charge constant du vilebrequin

c_j Coefficient d'amortissement entre les degrés de liberté j et $j+1$

c_{Teq} Coefficient d'amortissement du vilebrequin équivalent

d_j Coefficient d'amortissement absolu entre le degré de liberté j et le bâti moteur

g Constante d'accélération de pesanteur

H_n Harmonique d'ordre n, se produisant n fois par tour

I_1 Sur modèle réduit - Inertie de la face avant

I_2 Sur modèle réduit - Inertie du volant arrière - ou volant d'inertie

I_{eq} Inertie équivalente du premier mode de torsion

I_j Inertie du degré de liberté j

k_j Raideur de torsion entre les degrés de liberté j et $j+1$

k_{Teq} Raideur de torsion du vilebrequin équivalent

L Longueur de la bielle

m_{alt} Masse totale en translation, issue de la bielle et du piston

m_{rot} Masse totale en rotation, issue de la bielle et du maneton

R Rayon d'excentricité

Etouffeur accordé

μ Rapport modal des inerties

ω_c Pulsation critique du premier mode de torsion

ω_{TMD} Pulsation d'accordage de l'étouffeur

c_{TMD} Coefficient d'amortissement entre la face avant et l'étouffeur

I_0 Inertie de l'étouffeur accordé

I_{TMD} Inertie de l'étouffeur accordé, notation alternative

k_{TMD} Raideur de torsion entre la face avant et l'étouffeur

m_{TMD} Masse de l'étouffeur

R_{TMD} Distance entre l'étouffeur et le centre de rotation

Variables électromagnétiques

Λ Flux magnétique capté par l'ensemble des conducteurs de la machine à aimants permanents

μ_0 Perméabilité magnétique du vide

Φ Flux magnétique total dans l'entrefer

Φ_{max} Amplitude maximale du flux magnétique total dans l'entrefer

φ Angle mécanique de calage de la machine synchrone à aimants permanents par rapport à l'excitation

a, b Paramètres géométriques locaux de l'interaction bobine-aimant

B_r Composante radiale du champ magnétique de l'aimant de l'étouffeur

C_{EM} Couple électromagnétique formé par la machine synchrone à aimants permanents

e_{FW} Force électromotrice de la machine synchrone à aimants permanents

e_{TMD} Force électromotrice de l'étouffeur

F Force magnétomotrice

F_{TMD} Force de Lorentz sur l'étouffeur

G Perméance magnétique

G_{max} Amplitude maximale de la perméance magnétique

i_{FW} Courant électrique circulant dans les conducteurs de la machine à aimants permanents

i_{TMD} Courant parcourant les étouffeurs

L_c Inductance totale du circuit série

n_{SP} Nombre de spires de la bobine autour de l'étouffeur

p Angle électrique de calage de la machine synchrone à aimants permanents par rapport à l'excitation

R_c Résistance totale du circuit série

r_c Rayon moyen de la bobine autour de l'étouffeur

T_{FW} Amplitude approchée de $\frac{dPhi}{d\theta}$, fonction de couplage du convertisseur autour du volant d'inertie

T_{TMD} Coefficient de couplage du convertisseur autour de l'étouffeur

$W_{c,mag}$ Co-énergie magnétique

Z_c Impédance totale du circuit série

Indices

j Indice renvoyant aux degrés de liberté en rotation

m Indice renvoyant aux aimants autour du volant d'inertie

n Indice renvoyant aux bobines sur le volant d'inertie

Eléments du banc test

$\Delta\theta$ Précision angulaire des codeurs

τ_n Durée entre les temps t_n et t_{n+1}

L Longueur entre les deux inerties du banc d'essai

N Nombre de traits du codeur

t_n n^e top d'horloge

T_s Période d'échantillonnage du microcontrôleur

Chapitre 1

Introduction

Sommaire

1.1 Contexte de mise en place du projet de thèse 2
1.1.1 Impact environnemental du secteur automobile 2
1.1.2 Raréfaction de l'approvisionnement en pétrole 4
1.1.3 Bruit et rayonnement acoustique des véhicules 4
1.1.4 Améliorations possibles dans le secteur des poids lourds 6
1.2 Spécificités du système "vilebrequin" 7
1.2.1 Fonctionnement de base du moteur Diesel 7
1.2.2 Spécificités des phénomènes cycliques dans les moteurs thermiques 8
1.3 État de l'art 12
1.3.1 Vibrations de torsion dans les vilebrequins 12
1.3.2 Diminution de l'acyclisme 13
1.4 Construction du travail de thèse 15
1.4.1 Bilan des enjeux et buts de la thèse 15
1.4.2 Organisation du manuscrit 16

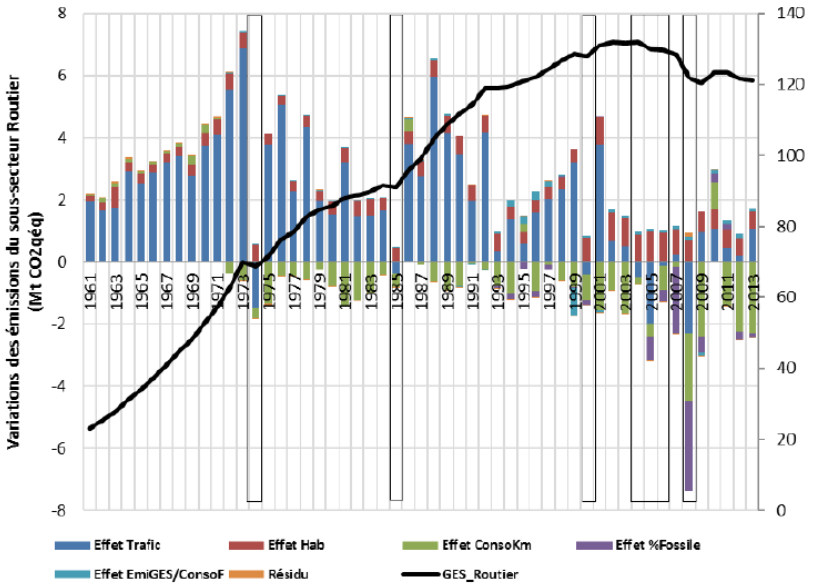
1.1 Contexte de mise en place du projet de thèse

Quand on pense au secteur automobile, un des premiers constats est de réaliser à quel point la voiture individuelle est vecteur d'indépendance. Cette vision de la mobilité, libérée par la machine, permettant à tout un chacun de parcourir des distances qui, il y a un siècle encore, passaient pour gigantesques, facilement et sans dépendre d'horaires imposés, explique à quel point ce secteur stratégique a façonné l'économie et l'aménagement du territoire français à travers le siècle dernier, et continue de le faire dans nombre de pays. Le secteur automobile ne se limite cependant pas aux véhicules personnels, et englobe aussi les véhicules utilitaires légers (VUL), les engins de chantier ou les poids lourds qui permettent de larges échanges de marchandise. Ces catégories contribuent eux aussi largement à la structuration du pays, peut être même plus encore que la voiture.
D'après la thèse d'Aurélien Bigo ([BIG 20]), en France, entre 1960 et 2017, le parc de voitures individuelles est passé de 5.6 millions à 33.8 millions (x6), tandis que le trafic des VUL a été multiplié par 8.2 (de 14 à 113 milliards de veh.km) et celui des poids lourds par "seulement" 5, du fait de l'augmentation du taux de remplissage. Des augmentations similaires ont pu être observées dans les autres pays industrialisés. En Chine, la tendance est encore plus forte : rien qu'entre 2000 et 2010, les ventes de véhicules neufs ont été multipliées par 9 (de 2 à 18 millions de véhicules par an, d'après [GON 13]).
Cependant, le secteur automobile est confronté à deux défis majeurs et d'importance grandissante : la raréfaction de l'approvisionnement en pétrole et l'impact environnemental de l'utilisation des véhicules, principalement due à l'émission de gaz à effets de serre (GES). A ces deux enjeux majeurs se rajoute aussi la nécessité de plus en plus prégnante de diminuer le bruit issu de l'utilisation des véhicules, notamment des plus lourds d'entre eux. Cette section introductive propose ainsi un tour de la situation du secteur pour en comprendre l'enjeu et les probables évolutions futures, afin d'exposer le contexte dans lequel ce travail de thèse s'inscrit.

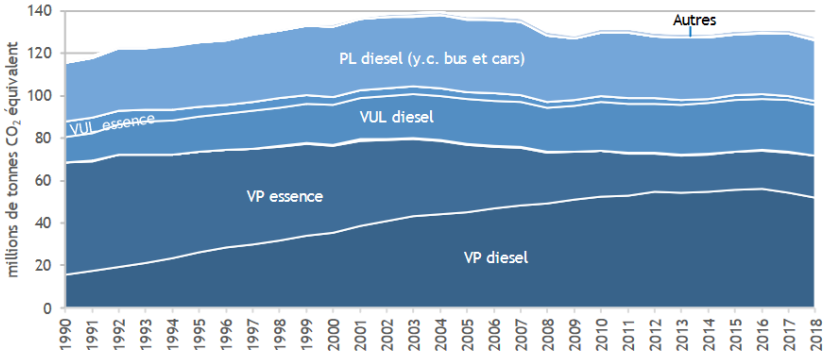
1.1.1 Impact environnemental du secteur automobile

On peut diviser en trois principaux types les polluants issus du secteur des transports : les particules fines rejetées par les moteurs et l'usure des pneus des véhicules, les rejets de NOx issus d'une combustion à très haute température (moteurs Diesel - 63% des rejets viennent des transports), et le dioxyde de carbone (ainsi que d'autres GES en moindre quantité) émis par la combustion de tout carburant carboné (ce qui est le cas pour 90% du secteur) ([BIG 20]). Les deux premiers ont principalement des conséquences marquées sur la santé humaine, et les NOx sont aussi une des causes de l'eutrophisation de l'eau. Le dioxyde de carbone est quant à lui un des principaux GES, du fait de son accumulation dans l'atmosphère.
Cette pollution est loin de se faire dans des proportions négligeables. A l'échelle mondiale, le secteur des transports représente 24% des émissions de CO_2 d'après l'AIE ([AGE 20]). En France, c'est 40% en 2019 ([AND 20]), dont plus de 80% sont issus de transports routiers. Malgré les améliorations techniques apportées aux véhicules,

l'élargissement du parc, mais aussi la diminution du taux de remplissage des véhicules privés n'ont eu de cesse de faire croître les rejets de polluants jusque dans les années 2000. Ils ont ensuite connu une légère baisse avant de se stabiliser depuis dix ans, comme on peut le constater sur la figure 1.1.
L'enjeu des GES est dans tous les cas crucial : limiter le réchauffement climatique d'origine anthropique, qui dans la trajectoire actuelle pourrait dépasser les 2°C avant 2050, avec des conséquences mondiales majeures ([IPC 21]).



(a) Décomposition des émissions de gaz à effet de serre du transport routier de 1960 à 2013, [BIG 20]



(b) Évolution des émissions dans l'air de CO_{2eq} du transport routier depuis 1990 en France (Métropole et Outre-mer UE), [AND 20]

FIGURE 1.1 – Évolution des émissions de GES dues au transport routier

Face à ce constat, similaire voire pire dans d'autres régions, des normes anti-pollution

de plus en plus contraignantes sont adoptées par la plupart des autorités à l'échelle mondiale. En Europe, les normes Euro 6 (VL) et Euro VI (PL) sont en vigueur depuis 2014 (version 6d en 2021) et ont permis une forte réduction de polluants (surtout CO, NOx et HC, moins pour la consommation de carburant), mais commencent à atteindre les limites de ce qu'il est possible de faire avec un moteur thermique, sans réussir à diminuer les rejets de GES du secteur (le remplacement progressif du parc étant compensé par la hausse du nombre de ventes). De fait en France, en 2020, seuls 57% des VL et environ 50% des VUL sont Euro 5 ou 6 ([MTE 20]).
Ces normes sont pourtant parmi les plus contraignantes au monde, seuls le Japon et la Corée ayant des standards similaires. Ailleurs, la règlementation a de 5 à 10 ans de retard, avec des normes équivalentes à Euro 5, voire Euro 6a en Russie (Euro V) et Chine (China 5/6 et China V/VI), mais un peu plus en Inde (actuellement Bharat III/IV, mais passage à Bharat VI d'ici peu) d'après [Tra21]. En ce qui concerne les États-Unis, la législation a été largement renforcée depuis la fin des années 2000, et sur la période 2017-2025, les normes CAFE et Tier 3 (VL) sont similaires aux exigences Euro 6. Les normes poids lourds avaient quant à elles déjà été renforcées en 2010.

1.1.2 Raréfaction de l'approvisionnement en pétrole

En plus de son impact environnemental, le secteur automobile souffre de son extrême dépendance au pétrole (92% de son apport énergétique, représentant 74% de la consommation en 2017 - [BIG 20]). Or, la découverte de nouveaux gisements pétroliers diminue depuis les années 1960, et d'après l'Agence Internationale de l'énergie ([IEA 10]), l'exploitation des gisements connus a lui aussi franchi un pic en 2006. L'Union Européenne est particulièrement exposée aux risques de ce constat, étant donné qu'elle n'en extrait quasiment pas sur son sol, que la demande augmente fortement dans d'autres régions, et surtout que la grande majorité de ses fournisseurs ont une production désormais en déclin ([REC 21]). Même la production de pétrole de schiste, qui a permis de suivre la demande jusqu'à l'arrêt dû à la pandémie de 2020, ne devrait pas être à même de fournir le déficit en pétrole conventionnel ([BIG 20]) du fait de son manque de rentabilité économique et énergétique, et les réserves connues coûteront plus cher à être mises en exploitation.
La transition énergétique est donc inévitable. Les types de motorisation, tout comme la consommation par véhicule et totale, sont donc nécessairement amenés à changer en Europe. On retrouve une liste des alternatives possibles dans le tableau 1.1. Cependant, aucune de ces alternatives ne permet une entière indépendance du pétrole, du fait du temps de mise en place et des méthodes de production, et la substitution s'accompagnera vraisemblablement de davantage de sobriété.

1.1.3 Bruit et rayonnement acoustique des véhicules

Les sources de bruit dans un véhicule thermique en mouvement sont nombreuses et complexes, et sont une source de nuisance autant pour les passagers que pour les personnes alentour, principalement en ville. Autant que possible, il est donc recherché de

TABLEAU 1.1 – Bilan des motorisations alternatives envisageables

Avantages	Inconvénients
Agro-carburants et carburants de synthèse	
Moteur thermique conservé	En forte concurrence des terres agricoles
Rejets de CO_{2eq}/MJ de carburant réduits	Rendement moteur faible
Indépendance énergétique, production locale	Production polluante, bilan total défavorable (1re gen.)
Nouvelles générations plus avantageuses	Souvent utilisé mélangé au carburant fossile
Logistique déjà existante	Risques de déforestation
Gaz naturel - méthane	
Fiscalité favorable	Similaire au Diesel en termes de GES
Utilisable pure ou mélangé	Pertes à la recharge, ou recharge lente
Tampon aux variations du fossile	Stockage haute pression plus complexe
Électrique à batterie	
Rendement énergétique augmenté	Faible autonomie
Recharge possible par caténaire	Surpoids dû à la batterie
Longue durée de vie du moteur	Recyclabilité des batteries mal connue
	Surcoût à l'achat
	Décarbonation dépend du mix électrique de la zone géographique et de la durée de vie du matériel
Électrique hybride	
Meilleure autonomie	Surpoids important (double motorisation et stockage)
Hydrogène thermique et pile à combustible	
Moteur thermique conservé (th.)	Stockage (pression, fuites...) et transport compliqués
H_2 en électrolyse très favorable	Vaporeformage (majoritaire) défavorable (x1.4)
Meilleur rendement moteur électrique (FCV)	Réseau d'approvisionnement coûteux et à construire
Réserves de production abondantes	Concurrence avec d'autres secteurs très demandeurs
Densité énergétique de l'hydrogène meilleure que la batterie (FCV)	Surpoids de la batterie (FCV)
	Densité énergétique largement inférieure au Diesel, très faible en volume + pertes
Indépendance énergétique, production locale	

Données principalement issues de [IEA 17] et [LIU 18]

limiter ces bruits. On peut les diviser en deux types : ceux qui viennent du fonctionnement du moteur (admission, échappement, etc), et ceux qui viennent de la vibration de pièces (soit par excitation, soit après impact ou contact mécanique), y compris des roues. Dans un moteur thermique, le premier type est prépondérant. Les efforts créés par la combustion dans les cylindres ont en effet tendance à se propager dans l'ensemble du groupe moto-propulseur, ce qui rend d'autant plus difficile l'identification des sources et leur atténuation. Les impacts en utilisation ou les défauts de pièce sont eux aussi susceptibles de fournir de nouvelles sources de rayonnement acoustique.
D'après [DRO 13], l'augmentation de la pression dans les cylindres pour diminuer la consommation a aussi pour conséquence d'augmenter le bruit : avec ce qui a été présenté ci-dessus, il y a donc deux buts opposés à poursuivre. Qui plus est, l'ajout de systèmes réducteurs de bruit a pour conséquence d'augmenter la masse des véhicules, et donc leur consommation...
Cependant, une annulation complète des bruits du véhicule n'est pas souhaitable non

plus, pour des raisons de sécurité : il s'agit ici pour les piétons et cyclistes d'identifier la présence d'un véhicule à proximité. Ainsi, pour les véhicules électriques (qui n'ont de sources que du second type, abstraction faite des bruits d'origine électromagnétique), il est obligatoire depuis juillet 2019 de rajouter un bruit artificiel en-dessous de 19km/h (*Acoustic Vehicle Alert System*, [Par 14]). Ce bruit pourrait même être exploité de façon à permettre d'identifier la marque du véhicule concerné ([MIS 17]), mais cet aspect se cantonne pour l'instant aux véhicules électriques.

1.1.4 Améliorations possibles dans le secteur des poids lourds

Face à ces contraintes, l'essentiel de l'ambition est porté par une amélioration technique (au niveau de la fabrication) des véhicules ainsi que de leur exploitation (d'ordre logistique). Dans le cadre de cette thèse, la préoccupation est axée sur les véhicules de service lourd, et par la suite les considérations seront restreintes aux seuls poids lourds et bus.

Améliorations logistiques

La consommation de carburant ainsi que les pollutions associées sont liées à l'énergie cinétique nécessaire au déplacement du véhicule. Pour un PL, chercher à diminuer la masse n'est logiquement pas le premier levier d'action. Une régulation de la vitesse est beaucoup plus efficace, que ce soit par plafonnement (mais le sujet est d'ordre politique, et sensible) ou en la stabilisant (c'est en grande partie déjà le cas sur les grands axes, beaucoup moins dans les agglomérations). Pour le transport de marchandises, un autre levier est l'optimisation du taux de remplissage (charge emportée sur capacité d'emport) et des déplacements par suivi de flotte (ce dernier aspect doit cependant s'envisager en prenant en compte la santé des chauffeurs). Une dernière possibilité est de recourir au ferroutage pour le parcours de grandes distances.

Améliorations techniques

En ce qui concerne la conception même des camions, de nombreux projets et prototypes ont été étudiés. Les pistes explorées peuvent se regrouper en six catégories, illustrées ci-dessous par quelques exemples.
Aérodynamisme : C'est une des voies les plus explorées : ajout de déflecteurs, forme des jantes et pneus, caméra remplaçant les rétroviseurs (mais entraînant alors une utilisation supplémentaire de la batterie) et forme générale du tracteur se retrouvent dans les démonstrateurs UrbanLab de Renault Trucks, ainsi que dans les OptiFuel du projet FALCON (Flexible and Aerodynamic truck for Low CONsumption) et le WAVE (Walmart Advanced Vehicle Experience) aux États-Unis.
Réduction des pertes mécaniques : Le projet EDIT (Efficient DIstribution Truck) à l'origine de l'UrbanLab 2 montre qu'il est possible de réduire les pertes dans la transmission par poulies et courroies, ainsi que les frottements du roulement des pneus

([SIL 18], [MOL 18]).
Changement de motorisation : Une autre possibilité est la reconception des moteurs utilisés, présentant moins de cylindres (donc moins d'utilisation de carburant) ou permettant d'en désactiver certains (idées de *downcycling* et de *downsizing*), ou même basés sur une autre technologie que le Diesel (comme les bus à gaz ou les camions à pile à combustible - [LIU 18]). D'après un rapport de l'AIE ([IEA 17]), ce levier est celui qui aura le plus d'impact sur la décarbonation du secteur.
Micro-électrification et *smart trucks* : L'utilisation de capteurs liés à un micro-contrôleur permet d'optimiser la conduite du véhicule suivant l'environnement (données météo, pression des pneus, etc). L'électrification peut aussi optimiser les flux énergétiques (boost de puissance au démarrage, récupération d'énergie au freinage, récupération de chaleur par cycle de Rankine,...). Cette électrification peut aussi se faire en ajouter des panneaux solaires au véhicule, ou en le reliant au réseau par des caténaires. La forme ultime de ces ajouts est le camion autonome ou semi-autonome (Mercedes Future Truck 2025, Volvo Vera ou Freightliner Inspiration Truck par exemple).
Vibrations et prolongement de la durée de vie des pièces : Le but est ici d'éviter un remplacement trop fréquent des pièces mécaniques, et en prolongeant la durée de vie des organes mécaniques, de prolonger celle du véhicule lui-même. Il est aussi lié à la réduction des pertes.
Allègement de la structure : Le démonstrateur WAVE teste la possibilité de tracteurs en fibres de carbone pour alléger la structure. On peut noter aussi la possibilité de développer des déflecteurs en textile enduits (UrbanLab 2).

Après ce tour d'horizon des enjeux et opportunités autour du secteur automobile, et notamment des poids lourds, intéressons-nous à la motorisation, qui sera au cœur de ce travail de thèse.

1.2 Spécificités du système ”vilebrequin”

Pour commencer cette étude, il est important de rappeler les spécificités de fonctionnement du moteur thermique, et plus particulièrement du moteur Diesel, principale motorisation que l'on retrouve sur les véhicules lourds.

1.2.1 Fonctionnement de base du moteur Diesel

Le principe de base du moteur à explosion est simple et bien connu. La combustion d'air chargé de carburant à l'intérieur d'une chambre déclenche une explosion, générant une force sur un piston. Celui-ci décrit alors un mouvement de translation, converti en rotation par un système de bielle appuyant sur une manivelle (ou maneton) excentrée de l'axe de rotation. L'arbre regroupant tous les manetons, ou **vilebrequin**, est ainsi l'organe central du moteur. La figure 1.2 présente sa disposition pour un moteur en ligne, cas le plus souvent retrouvé dans les véhicules modernes. Une disposition en V des cylindres

est aussi un cas assez fréquent. Plus la force exercée sur le piston est importante, plus le couple généré par le moteur à une vitesse donnée le sera aussi, et donc plus le moteur sera puissant. L'effet des pistons sur l'arbre est cumulatif.
A l'avant du vilebrequin, une poulie permet la synchronisation avec l'arbre à cames gérant l'ouverture et la fermeture des soupapes, et donc la distribution des gaz. Ces deux arbres sont reliés par une courroie ou par une chaîne. L'arrière du vilebrequin est quant à lui connecté à l'embrayage, permettant de transmettre les efforts au reste de la chaîne de propulsion. Les systèmes de refroidissement et de lubrification ne seront pas présentés ici.
La grande différence entre le moteur Diesel et le moteur dit à essence est la capacité d'auto-combustion du mélange contenu dans les chambres de combustion du premier, tandis que le deuxième repose sur un allumage direct par étincelle. Cela suppose donc de plus fortes pressions dans la chambre pour le Diesel, afin d'atteindre les températures d'auto-allumage, et une vitesse de rotation plus faible.
Les véhicules de service lourds comportent généralement plus de cylindres, de plus grande taille, que les véhicules plus légers, ceci afin de pouvoir développer une puissance bien plus grande. Un standard assez répandu est ainsi le moteur 6 cylindres, à l'image du Volvo MDE8 qui servira de référence applicative et illustrative à ce projet de thèse. Doté d'une cylindrée de 7.7 litres, il développe une puissance de 350ch.

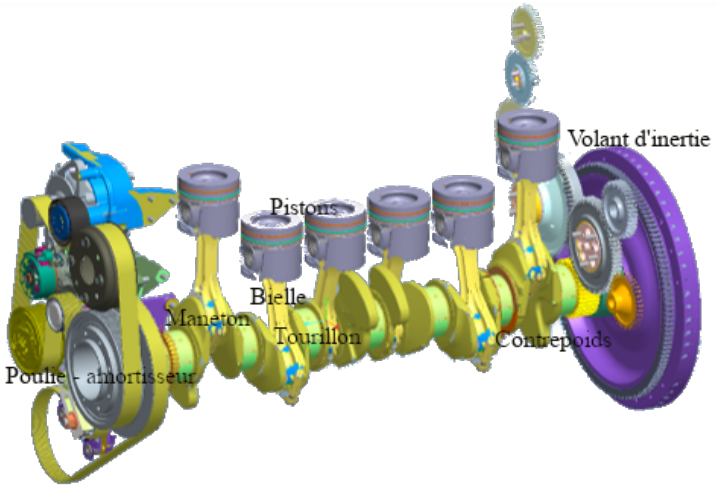


FIGURE 1.2 – Représentation du vilebrequin Volvo MDE8 (fournie par Volvo Group)

1.2.2 Spécificités des phénomènes cycliques dans les moteurs thermiques

Origine du mouvement : pression dans les cylindres et position angulaire

Étant donnée la description précédente, la force qui s'exerce sur le piston est la première source des phénomènes cycliques apparaissant dans les moteurs thermiques.

A considérer un moteur idéal, cette force est en effet une fonction périodique de la position angulaire du maneton, directement proportionnelle à la pression développée dans la chambre de combustion. Dans un moteur quatre temps, cette pression se divise en quatre secteurs, correspondant aux quatre phases ayant donné leur nom à ce type de moteur. Lors de la phase d'admission, la pression est quasiment constante, du fait de l'arrivée de gaz dans la chambre concomitante à la descente du piston dans sa position la plus basse, appelée point mort bas (PMB). Les soupapes se ferment alors et le piston remonte, entraînant une compression des gaz donc une forte augmentation de la pression. A l'arrivée au point mort haut (PMH), du carburant est injecté dans la chambre, déclenchant l'explosion et le renvoi du piston en position basse, ce qui entraine une diminution de la pression dans la chambre. Le retour du piston au PMH avec une soupape d'échappement ouverte permet alors de vider la chambre des gaz brûlés. La pression dans celle-ci retombe alors à la pression atmosphérique. Ceci s'observe sur la figure 1.3, présentant la mesure de la pression cylindre sur le moteur MDE8, tournant à 1600 tr/min sans charge.
Au bout de deux tours, la même situation réapparaît donc. Tant que l'évolution de la pression ne varie pas, la force dans les cylindres est périodique sur deux révolutions du vilebrequin, quelle que soit la vitesse de rotation. Le moment créé par cette force sera quant à lui décrit dans la section suivante. Le couple moteur est par conséquent la somme des moments exercés par tous les pistons sur le vilebrequin. L'ajout d'une charge sur le moteur suppose donc un couple résistant supérieur, qui doit alors être compensé par une augmentation de ce couple moteur, et donc un changement du profil de pression le permettant.

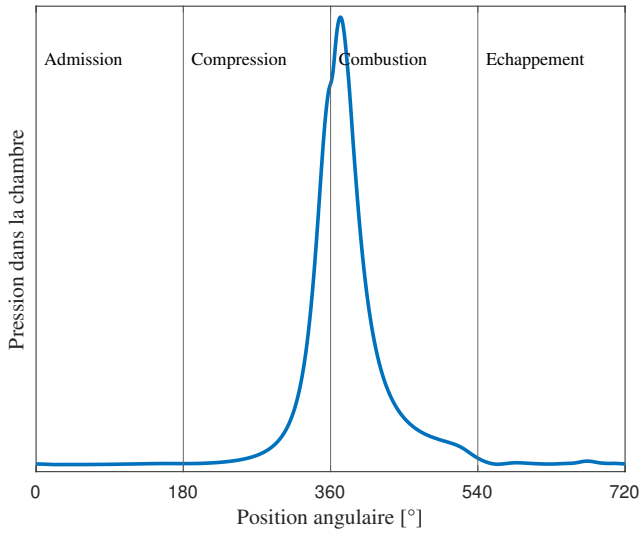


FIGURE 1.3 – Évolution de la pression dans un cylindre sur deux tours

On a ici évoqué la périodicité angulaire du vilebrequin. Il est alors possible de compléter cette description par une représentation fréquentielle : on qualifie d'**ordre moteur** *n* un évènement se produisant *n* fois par tour (nombre d'évènements par révolution,

ou ev/rev). L'ordre moteur n se note aussi souvent H_n dans l'industrie automobile, abréviation qui sera utilisée aussi dans ce manuscrit. Pour illustrer la notion et en reprenant la description du paragraphe précédent, on peut dire que les étapes du fonctionnement d'un moteur 4 temps sont d'ordre 0.5. Le $H_{0.5}$ est donc l'ordre fondamental du fonctionnement moteur, tandis que la périodicité minimale des autres évènements (position angulaire des bielles, balourds etc) est d'ordre 1. On peut donc affirmer que seuls les harmoniques d'ordre multiple du $H_{0.5}$ sont susceptibles d'apparaître dans le comportement dynamique pour chaque cylindre.

Forces et couples – entrées du système

La force créée par l'appui des gaz en combustion sur le piston constitue donc "l'entrée" du système, excité par cet effort mécanique. Il a pour conséquence la production d'un couple mécanique apte à tracter une charge, mais aussi d'une force sur l'axe vertical. De plus, du fait de la rotation de l'arbre et de la translation non uniforme des pistons, des forces inertielles ne se compensant pas s'exercent aussi sur le vilebrequin, ce qui constitue alors une seconde entrée. Si les efforts issus de la rotation s'équilibrent, comme le montre la figure 1.4, ce n'est pas le cas de ceux issus du mouvement de translation, et un deuxième couple, inertiel, s'exerce sur le vilebrequin. Le détail de ce couple, ainsi que du couple moteur, sera abordé dans le chapitre 3.

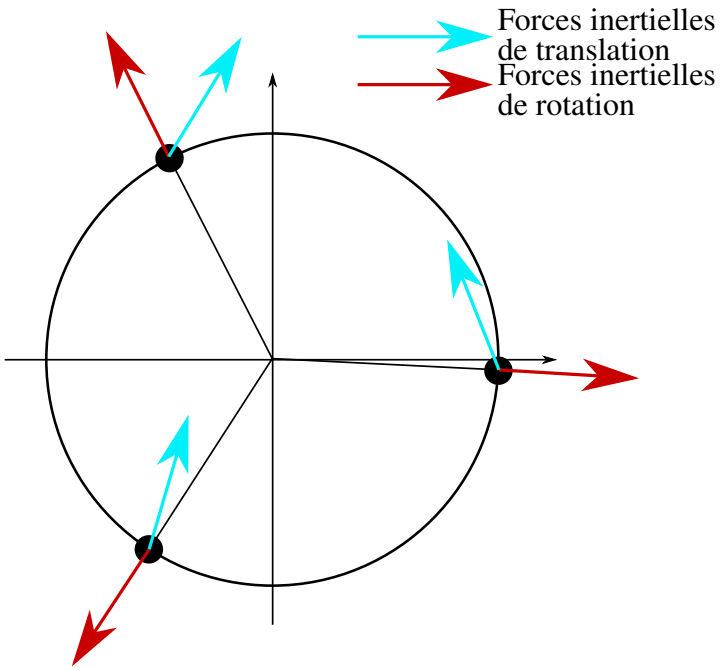


FIGURE 1.4 – Bilan des efforts sur le vilebrequin, vu de l'avant, d'après [BAR 19]

Vibrations 6 axes - sorties du système

Le résultat de ces efforts mécaniques, oscillants, s'exerçant sur tous les axes, est l'apparition de vibrations sur le vilebrequin et l'ensemble du bloc moteur : tamis, roulis, pilon, etc. Ces efforts constituent une conséquence néfaste du fonctionnement même du moteur. Sans entrer dans le détail ici, les forces s'exerçant sur le vilebrequin sont atténuées en isolant le bloc moteur du reste du véhicule. En revanche, les couples s'exercent eux autour de l'axe de rotation du vilebrequin. En conséquence, le contenu fréquentiel de ces deux couples est susceptible d'exciter les fréquences critiques en torsion du vilebrequin, ce qui entraîne un dérangement acoustique, mais surtout une usure plus rapide, voire une casse presque immédiate du vilebrequin en l'absence d'amortisseur. De plus, la vibration entraîne une perte d'énergie, susceptible d'augmenter la consommation de carburant. La position centrale du vilebrequin dans le moteur signifie alors qu'un changement de pièce entraîne potentiellement le remplacement pur et simple de l'ensemble du bloc moteur. Le coût et le temps d'immobilisation nécessaires à cette opération ont rapidement fait émerger ce phénomène comme particulièrement dangereux. Il peut de plus y avoir un couplage entre cette torsion et les modes de flexion du vilebrequin (qui sont eux notamment excités par les forces de pilon et de tamis). Cependant, d'après [DAB 16], [CHI 16], ou encore [SHU 06] l'énergie amenée par la flexion à la vibration de torsion est négligeable (le couplage se faisant surtout dans le sens inverse).

Conditions de rotation non stationnaires

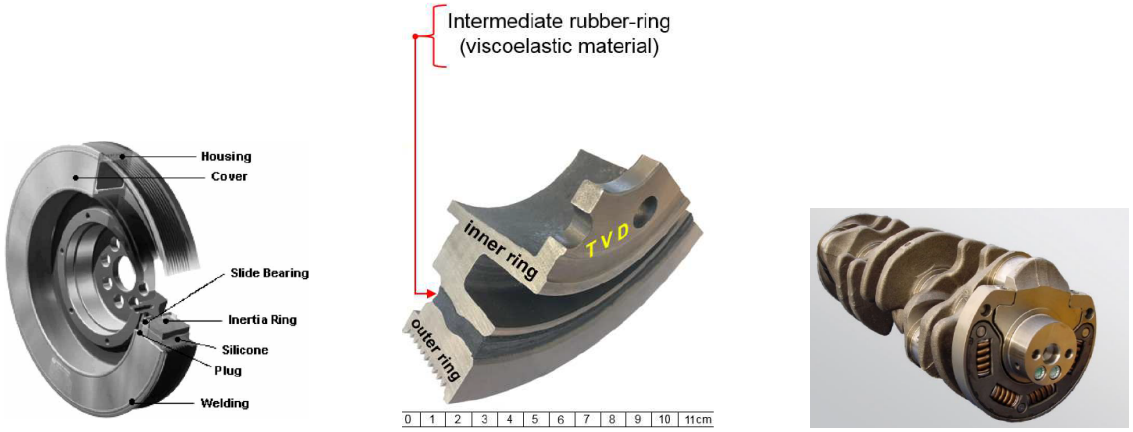
Une deuxième conséquence est que, comme le couple n'est pas constant, mais périodique (d'ordre 0.5 pour chaque cylindre au minimum), la vitesse instantanée de rotation du vilebrequin n'est pas constante non plus. Elle aussi oscille de manière périodique, entraînant des chocs dans les engrenages qui lui sont liés (boîte de vitesse, alterno-générateur, etc), et donc un bruit gênant : typiquement le bruit de graillonnement, déjà largement étudié ([BAR 07],[DIO 09], [KAD 11], [BAU 16]). Ce phénomène bien connu est appelé **acyclisme** en vitesse. En plus du bruit qu'il cause, l'acyclisme, en transmettant les oscillations de couple, est aussi susceptible de faire entrer en résonance d'autres éléments de la chaine de propulsion. C'est donc un phénomène qu'il est nécessaire de limiter.

Contrairement à une hypothèse simplificatrice souvent posée, la vitesse de rotation du vilebrequin est donc loin d'être constante (cette hypothèse revient à supposer par défaut qu'il n'y a pas d'acyclisme !). Son oscillation, et donc sa valeur instantanée, dépend du contenu harmonique des excitations auquel le vilebrequin est soumis : c'est donc une rotation **non stationnaire**.
Du fait de la variation de la vitesse angulaire instantanée, les périodicités temporelles sont perdues. En revanche, les périodicités angulaires, faisant appel à la notion d'ordre vue ci-dessus, se conservent. C'est donc sur ces périodicités que notre analyse va s'appuyer. Mais avant, faisons l'inventaire de ce qui a déjà été publié sur les vibrations de torsion et l'acyclisme des vilebrequins, et surtout des méthodes pour s'en prévenir.

1.3 État de l'art

1.3.1 Vibrations de torsion dans les vilebrequins

Le problème étant connu depuis la large diffusion des moteurs thermiques, Diesel ou à essence au début du XX^{e} siècle, diverses solutions passives sont apparues pour protéger les vilebrequins des vibrations en torsion. Le premier système abouti est celui de Lanchester en 1914 ([LAN 14]), qui repose sur le frottement d'une inertie sur l'avant du vilebrequin à travers un fluide visqueux, l'énergie des vibrations étant alors dissipée en chaleur. Aucune rigidité n'est prise en compte entre les deux. Malgré son âge, ce type d'amortisseur était encore étudié récemment ([YE 06]), et semble avoir été très largement utilisé par l'industrie automobile. Quelques années plus tard, deux nouveaux amortisseurs reposant sur le même principe émergent du secteur aéronautique : la dissipation d'énergie dans un système mécanique ajouté au système primaire, vibrant à sa place. Ce système peut être un ensemble de rouleaux ([SAR 38]) ou de pendules ([SAL 36]). Après la seconde guerre mondiale, apparaît l'amortisseur de torsion (*Torsional vibration damper* ou TVD), qui reste encore aujourd'hui le standard des amortisseurs automobiles. Il est une évolution de l'amortisseur de Lanchester, dans lequel la raideur entre l'inertie mobile et le vilebrequin est prise en compte et adaptée de façon à faire vibrer cette inertie plutôt que le vilebrequin.
De ce concept, trois technologies, qui ont connu des améliorations successives ([SPA 79], [MOR 12],...), ont émergé. La première est l'utilisation d'un fluide de silicone entre le disque amortisseur et l'avant du vilebrequin, dont le comportement dynamique apporte à la fois raideur et frottement. La deuxième remplace ce fluide par un élastomère, mais fonctionne sur le même principe. La recherche récente s'intéresse particulièrement à la modélisation de tels systèmes, par exemple à travers les travaux de Kodoma et Honda ([KOD 16] pour le TVD visqueux, ou [KOD 20] pour l'élastomère) ou de Meirelles et Mendes, qui s'intéressent notamment au calcul des coefficients d'amortissement ([MEI 07], [MEN 08]). [PAN 16] vise pour sa part à optimiser l'accordage d'un TVD à élastomère. Dans les deux cas, la connaissance de l'influence de la température et des variations rhéologiques est primordiale (travaux effectués dans [SIL 19] pour l'élastomère et dans [VEN 19] pour le fluide de silicone). Des travaux récents ([SEZ 21]) étudient même la possibilité de combiner ces deux technologies ensemble.
La troisième technologie est moins répandue, et utilise plutôt des ressorts pour faire le lien entre le disque amortisseur et le vilebrequin (on retrouve dans [HOM 11] une méthode pour adopter telle ou telle technologie suivant le type de moteur utilisé). De ce type d'assemblage, plusieurs améliorations ont vu le jour récemment, que ce soit la possibilité de modifier l'inertie du disque amortisseur ([NER 14]), d'intégrer l'amortisseur dans les contrepoids des manetons plutôt que dans un disque à l'avant ([MIL 20]), ou encore d'utiliser un train épicycloïdal en série avec l'amortisseur ([JUR 21]), avec semble-t-il une amélioration des performances.
A travers cette analyse, on constate la difficulté à garder un accordage correct sur les amortisseurs les plus couramment utilisés, ce qui impacte leurs performances face aux



(a) Amortisseur à fluide de silicone, d'après [MEN 08]

(b) Amortisseur à élastomère, d'après [SIL 19]

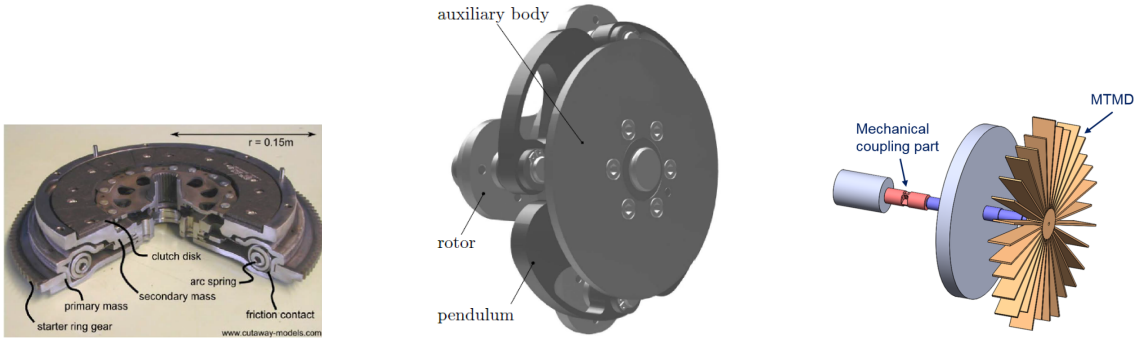
(c) Amortisseur à ressorts, d'après [MIL 20]

FIGURE 1.5 – Quelques exemples d'amortisseurs de vibrations étudiés

vibrations de torsion. Si les modèles permettent de bien comprendre le comportement, l'écueil semble plus d'ordre technique que conceptuel. La différence entre les travaux sur les amortisseurs à ressort et à fluide le pointe particulièrement.
Regardons maintenant ce qu'il en est de la diminution de l'amplitude de l'acyclisme et ses conséquences.

1.3.2 Diminution de l'acyclisme

La solution la plus simple et la plus ancienne pour amortir les oscillations de vitesse et diminuer leur transmission au reste de la chaîne de propulsion est l'ajout d'un volant d'inertie au bout du vilebrequin, au niveau de l'embrayage. En effet, à couple constant, une plus grande inertie diminue d'autant la vitesse angulaire instantanée. Le volant d'inertie agit alors comme un filtre passe-bas mécanique, ajouté entre le vilebrequin et l'embrayage. Cependant, l'augmentation de l'inertie en bout d'arbre à raideur de torsion constante le long du vilebrequin diminue la fréquence de résonance de ce dernier, et amplifie alors le problème des vibrations de torsion, qui apparaissent d'autant plus facilement. Face à cela, des brevets de volant à faible inertie ([CRO 98]) ou à inertie variable ([SCH 91]) ont été déposés, mais semble-t-il sans entraîner d'industrialisation.
Cependant, les performances de filtre du volant simple restent limitées, et les développements successifs ont tenté d'améliorer celles-ci sans augmenter l'inertie. Cette vision à débouché sur l'émergence du volant bi-masse (*Double-Mass Flywheel* ou DMF), apparu dans les années 1980 et largement industrialisé au tournant du siècle ([REI 98]). L'analyse de Gupta ([GUP 17]) semble montrer les meilleures performances de ce nouveau concept. Le volant est séparé en deux disques (primaire et secondaire), dont la somme des inerties est de l'ordre de celle du volant simple, reliés entre eux



(a) Amortisseur à fluide de silicone, d'après [SCH 09]

(b) Synchronous centrifugal pendulum absorber, d'après [MAY 13]

(c) Amortisseur MTMD, d'après [JAB 20]

FIGURE 1.6 – Quelques exemples d'amortisseurs d'acyclisme

par deux séries de ressorts formant un arc sur le pourtour des disques. La présence de ces ressorts apporte donc une filtration passe-bas supplémentaire, ce qui diminue la possibilité pour les oscillations de vitesse de se transmettre, particulièrement dans les hautes régimes.

Tous les ressorts ne sont cependant pas mis en série, certains n'entrant en action que lorsque l'angle entre les deux disques franchit un certain seuil : il y a alors une discontinuité de la raideur et des phénomènes d'impact qui apparaissent. C'est principalement dans cette direction que la recherche s'est concentrée, en proposant divers modèles ([SCH 09], [HE 19]) ou possibilités d'optimisation de l'architecture ([BER 19]).

Au cours des dernières années, un autre type d'agencement a aussi été proposé, remplaçant les arcs de ressorts par un système de cames appuyant sur des lames d'acier ([LOP 17], [FLÈ 17]). Aucune étude théorique sur ses capacités n'a cependant été trouvée.

Le concept continue cependant d'être amélioré, par l'incorporation de ressorts en élastomère en plus des ressorts en acier ([GEN 20]) dans les nouvelles générations de DMF, ou en incorporant un nouvel étage amortisseur pour former un volant tri-masse ([BER 20]). Dans la rétrospective de sa thèse de Master, Suryanarayana ([SUR 15]) rappelle aussi les développements de ZF vers la mise en parallèle d'un volant bi-masse avec un train épicycloïdal.

Une autre voie d'amélioration déjà largement industrialisée est dérivée des travaux déjà abordés de Salomon : ajouter un pendule accordé au volant d'inertie (simple ou bi-masse) de façon à créer une voie parallèle pour l'énergie vibratoire. C'est tout d'abord l'architecture qui a été améliorée, en passant d'un pendule mono-filaire à un pendule bi-filaire, puis la trajectoire des pendules (un modèle de fonctionnement peut par exemple se trouver dans [PFA 09]). Les premiers CPVA (*Centrifugal Pendulum Vibration Absorbers*) présentaient en effet une trajectoire circulaire pour les pendules, qui avaient

alors tendance à se désaccorder. Celle-ci est ensuite devenue épicycloïdale ([WED 11]), puis tautochronique - i.e. le temps pour atteindre un point donné est indépendant du point de départ - ([MAY 13]). Les CPVA continuent d'être améliorés ([CAI 16] ou [COM 17], qui envisage aussi des rouleaux de type Sarazin) et occupent une place grandissante dans le paysage industriel. Une rétrospective des avancées en termes de design peut aussi se trouver dans [NEW 20].
On peut cependant constater que si ces concepts d'amortisseurs, désormais anciens, continuent d'être améliorés et leur fonctionnement compris, les améliorations apportées ne marquent plus de rupture nette. D'autres agencements commencent à émerger, reprenant le principe du piège à vibrations - comme l'amortisseur accordé à multiples ailettes présenté dans [JAB 20] - ou introduisant celui d'un couple compensateur ([KRE 11] présente par exemple un système à balancier et [DUC 18] un système basé sur un joint de Cardan). Ce dernier principe fera l'objet d'autres développements le long de ce manuscrit.

Que ce soit pour les amortisseurs de vibrations de torsion ou d'acyclisme, de nombreuses alternatives à ces systèmes passifs existent et font l'objet de recherches, mais nécessitent un apport d'énergie ou un couplage multiphysique. Elles seront donc présentées en support dans le prochain chapitre, après introduction de quelques définitions.

1.4 Construction du travail de thèse

1.4.1 Bilan des enjeux et buts de la thèse

Au regard des développements précédents, on se rend compte que le secteur automobile a un impact particulièrement fort en France et dans le monde, avec une augmentation de la part du transport et de la logistique. Le nombre de véhicules lourds est donc susceptible de continuer à augmenter dans un proche avenir, tandis que les mesures technologiques adaptées pour réduire la consommation tardent à se mettre en place en comparaison de ce qui se fait pour des véhicules plus légers : il est donc probable que les moteurs à combustion interne soient encore présents dans les prochaines années.
Parmi leurs limitations, les vibrations dues au fonctionnement même des moteurs thermiques réduisent la durée de vie des pièces mécaniques, causent des nuisances sonores et augmentent la consommation en nécessitant une dissipation d'énergie. Les amortisseurs dédiées à la diminution de l'impact de ces vibrations sont performants, mais de conception ancienne, et les améliorations techniques qui leur sont apportées permettent de moins en moins de suivre le besoin, particulièrement dans un contexte de réduction de la taille du moteur et de variation des carburants utilisés.
Le premier but de la thèse présentée dans ce manuscrit est d'étudier une autre voie pour continuer à améliorer les performances des amortisseurs équipant les vilebrequins. Cette voie se base sur les possibilités de micro-hybridation et d'hybridation des véhicules thermiques, qu'on retrouve déjà à l'échelle industrielle pour des véhicules légers mais très peu

sur des véhicules de service lourds. La limitation des pertes d'énergie est ici primordiale, et exclut donc la possibilité d'ajouter une masse conséquente, par exemple en ajoutant une motorisation électrique supplémentaire, ou un imposant organe de contrôle.
De plus, les deux phénomènes vibratoires abordés ci-dessus étant liés, un deuxième but de la thèse est de voir comment les atténuer simultanément par le même dispositif. L'enjeu est alors de comprendre comment un phénomène lié à une fréquence temporelle et un autre, cyclique, donc par définition lié à une périodicité angulaire, peuvent coopérer dans des conditions de rotation non stationnaires où la vitesse de rotation n'est pas constante.

1.4.2 Organisation du manuscrit

Le présent manuscrit est donc organisé comme suit.
Le **chapitre 2** définit les notions d'hybridation et de micro-hybridation qui seront utilisées ici. Après un inventaire de l'existant dans le secteur automobile et pour l'atténuation des vibrations de torsion et de l'acyclisme, il présente le concept de nouvel amortisseur hybride, combinant effets non stationnaires et hybridation de systèmes de contrôle.
Le **chapitre 3** propose ensuite une modélisation de chaque élément constituant cet amortisseur, associée aux hypothèses faites sur le comportement dynamique et les justifications permettant de les faire. Le but est d'aboutir à la constitution d'un système d'équations caractérisant la dynamique d'un moteur de référence utilisant le concept d'amortisseur hybride. Plusieurs paramètres clés apparaissent dans cette étude, dont l'influence sera analysée numériquement en leur faisant prendre diverses valeurs.
Le **chapitre 4** sert ensuite d'introduction à une vérification expérimentale de ces comportements, en décrivant les possibilités de mise en place d'un banc d'essais, les choix technologiques et logiciels à faire, ainsi que la réalisation du banc. Sont notamment étudiés les équipements utilisés et leur lien au modèle précédemment introduit.
Il est complété dans le **chapitre 5** des résultats obtenus expérimentalement, concluant sur les capacités d'amortisseur du concept proposé. Divers scénarios et configurations de l'amortisseur sont proposés, du système passif au système hybride complet dans sa configuration optimale.
Enfin, le **chapitre 6** propose une ouverture, en levant certaines des hypothèses faites dans la modélisation (variabilité des inerties, nombre d'harmoniques impliqués,...) et en étudiant d'autres possibilités de contrôle à partir du banc d'essais développé (lois de contrôle actif, constituant une alternative au système hybride pour l'atténuation des vibrations de torsion).

Chapitre 2

Description du concept

Sommaire

2.1 Micro-hybridation et système couplé 18
2.1.1 Définition et utilisation actuelle 18
2.1.2 Inventaire des solutions semi-actives, actives et hybrides 18
2.1.3 Buts du système proposé 23
2.2 Proposition de système couplé 24
2.2.1 Proposition de TMD hybride 24
2.2.2 Machine à aimants sur le volant d'inertie 26
2.2.3 Système électrique embarqué : possibilités et limitations 27

2.1 Micro-hybridation et système couplé

2.1.1 Définition et utilisation actuelle

Depuis deux décennies, la tendance est à l'incorporation de plus en plus d'éléments électriques et électroniques dans les véhicules, ceci dans le but d'optimiser la consommation d'énergie du véhicule. Lorsque ces éléments se retrouvent dans le groupe moteur sans qu'il n'y ait de traction entièrement électrique, on parle de *micro-hybridation* (parfois aussi de *mild hybrid* en anglais). Le but est alors d'apporter un support en puissance à une tache particulière, clairement déterminée. La plupart du temps, il s'agit d'un système Start-Stop : l'alternateur-démarreur associé au moteur thermique permet de l'arrêter ou de le redémarrer lorsque le véhicule est stoppé, par pression sur l'accélérateur, en se servant de la batterie du véhicule comme source. Un tel système présente plusieurs avantages : diminution conséquente de carburant (de 0.5 à 10% selon les auteurs et les conditions d'utilisation ([BIS 07], [SHE 14])), permettant à la fois une diminution de la pollution pour un trajet donné (jusqu'à -20% de CO_2 en ville ([FON 11])) et une augmentation de l'autonomie du véhicule, diminution de la pollution sonore des véhicules, typiquement lors de la congestion du trafic... En revanche, si l'énergie nécessaire aux redémarrages successifs est compensée par la réduction de la consommation de carburant, ces phases ont tendance à augmenter l'émission d'autres gaz polluants (THC ou monoxyde de carbone par exemple).
Au-delà du système Start-Stop, la récupération d'énergie au freinage est un autre exemple de technologie micro-hybride déjà implémentée en grande série. Dans ce cas, l'énergie cinétique contenue dans les disques de frein est transformée en énergie hydraulique (système HRB de Rexroth [RAM 12]) ou électrique (par induction, cas le plus courant). Dans le premier cas, l'énergie est restituée au démarrage ou en accélération afin de réduire la demande sur le moteur thermique, tandis que dans le second, la conversion permet de recharger la batterie, et donc d'alimenter d'autres systèmes. Dans les deux cas, la réduction d'émission de GES est conséquente, et permet de plus une augmentation de la durée de vie des plaquettes de frein.
En dehors du secteur automobile, d'autres dispositifs répondent à la définition proposée ci-dessus sans porter le nom de micro-hybridation. C'est notamment le cas en ce qui concerne les méthodes et systèmes d'amortissement de vibrations.

2.1.2 Inventaire des solutions semi-actives, actives et hybrides

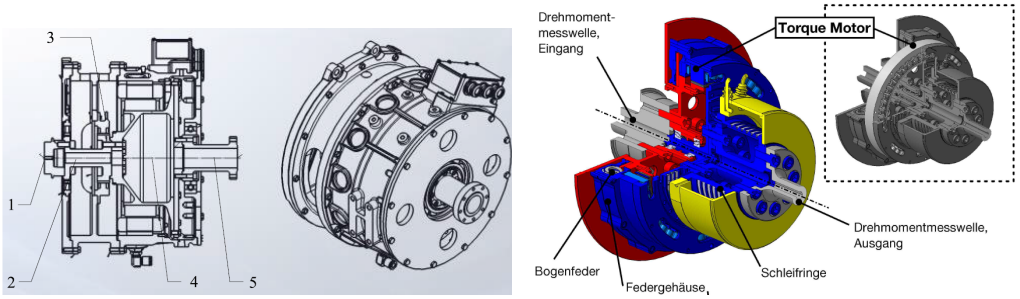
D'après Harari ([HAR 10]), on parle de système actif lorsqu'un ou plusieurs actionneurs se servent d'une énergie apportée par un appareil extérieur pour exercer une force sur une structure, suivant une loi de contrôle donnée, et de système semi-actif lorsque ce même actionneur parvient à modifier en temps réel les propriétés physiques de cette structure, avec une énergie de contrôle minimale. Elles sont à différencier des stratégies de contrôle semi-passives, dans lesquelles le système reste passif la plupart du temps, sauf pour de cours besoins. Le terme de "hybride" sera quant à lui utilisé ici comme regroupant

les systèmes reposant sur la combinaison de plusieurs méthodes de contrôle, y compris passives.

Amortissement de vibrations de torsion et de l'acyclisme en vitesse

La littérature sur ces systèmes pour l'amortissement de vibrations longitudinales ou de flexion, particulièrement dans le cas de la recherche antisismique, est pléthorique et ne sera pas abordée en détail ici. Quelques informations sur ces méthodes se retrouvent dans le chapitre de Mayer et Herold consacré à ce sujet ([MAY 18]). On peut aussi noter que l'utilisation de fluides magnétorhéologiques (MR) prend de plus en plus d'importance, que ce soit dans le contrôle des vibrations d'immeubles ([CHR 20]) ou dans les suspensions automobiles ([LIU 20]).
Cependant, ce type de systèmes est aussi largement investigué pour amortir l'acyclisme en sortie de vilebrequin, ainsi que les vibrations de torsion (mais peu souvent dans le domaine de l'automobile). Des exemples illustratifs sont présentées en figure 2.1 et 2.2.
Dès le début des années 2000, il a été cherché des méthodes pour exercer un couple en sortie d'arbre permettant de contrebalancer l'acyclisme. [BEU 00] propose ainsi d'utiliser l'alternateur du véhicule, mais pointe le manque de puissance et les pertes de ce dispositif. [NAK 00] suit le même chemin, avec un véhicule hybride série dont le moteur-générateur est de plus grande puissance, et montre que la forme donnée au couple correcteur permet d'améliorer ou non l'amortissement des oscillations. [ZAR 98] propose pour sa part un algorithme par apprentissage pour contrôler l'amortissement d'une telle architecture.
Les méthodes de contrôle ont ensuite été complétées par l'emploi d'un observateur ([BOH 04]), par le contrôleur harmonique proposé par Micheau ([MIC 05]), le compensateur de couple partiel (utilisant le moteur thermique lui-même !) proposé par Berriri ([BER 08]) ou en contrôlant directement le couple sur les roues ([SYE 09]). Certaines de ces méthodes sont rappelées et comparées à d'autres (par filtrage, par transformée de Hilbert) dans [NJE 06]. Pour des applications navales, [ÖST 08] propose aussi une compensation individuelle de la contribution de chaque cylindre. La démocratisation des nouvelles méthodes passives a aussi ouvert la voie à une déclinaison active ou semi-active, à l'image du volant d'inertie bi-masse électrifié (eDMF) proposé par Pfleghaar au cours de sa thèse ([PFL 13]), ou d'un contrôle du mouvement de pendules centrifuges par un algorithme génétique, introduit par [LIA 10]. Les résultats de simulation du premier montrent une très forte amélioration des performances par rapport à un volant bi-masse classique, pour une puissance récupérée se trouvant entre la dizaine et la centaine de Watts.
Parmi les travaux plus récents, on retrouve l'introduction d'un moteur électrique (piloté par un algorithme de *feedforward*) dans le volant d'inertie dans [HU 20] (et qui semble capable de réduire jusqu'à 90% de l'amplitude de l'acyclisme), un document de promotion ([HOE 20]) de l'entreprise Tectos proposant un doublement de la fréquence des oscillations pour en atténuer le ressenti et l'éloigner des fréquences de résonance, ainsi que d'autres algorithmes de contrôle (*x-filtered LMS*, divisant par 3 l'amplitude

des oscillations [ZHA 20], contrôle par référence au modèle [LIU 19], *speed error feedforward*, *estimate torque feedforward*, ou encore *programmed torque feedforward* [MOR 15]). Enfin, [VAD 20] propose une méthode reposant sur un contrôle harmonique, un observateur et un invariant temporel linéaire, et dont les résultats expérimentaux montrent une diminution d'un facteur environ 2 des oscillations.

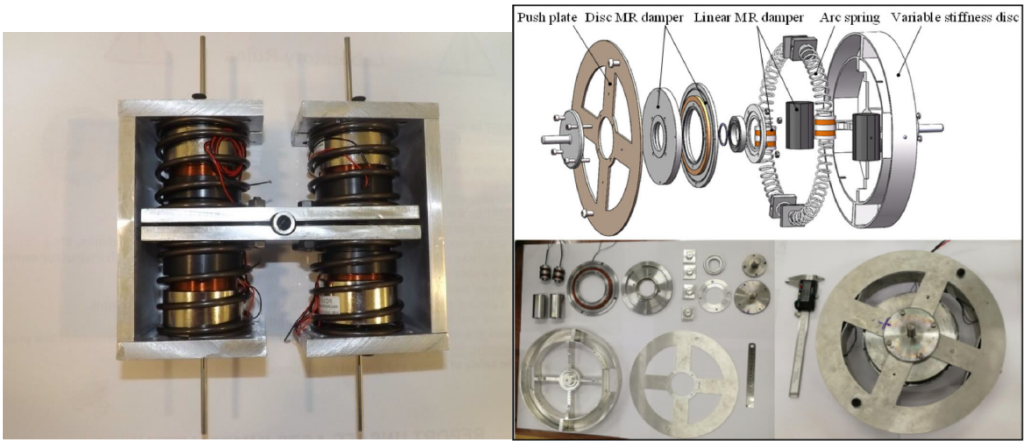


(a) Moteur intégré au volant d'inertie [HU 20]

(b) Volant bi-masse électrifié [PFL 13]

FIGURE 2.1 – Quelques amortisseurs d'acyclisme issus de la littérature

En ce qui concerne les vibrations de torsion, la littérature est plus restreinte et ne se limite pas à celles de vilebrequins. Ainsi, [SCH 14] étudie la possibilité d'équiper une masse accordée d'un servomoteur ou d'un ensemble bobine-aimant, pour aboutir à un amortisseur en torsion respectivement adaptatif et actif, alors que [ABU 19] propose de monter directement des actionneurs électromagnétiques comme amortisseurs accordés sur une tige de forage pour en contrôler la torsion. [FU 20] introduit un amortisseur couplant éléments élastique et électromagnétique pour contrer les vibrations d'un moteur débrayé. Pour un rotor reposant sur paliers magnétiques, [SAS 16] présente un concept de shunt électromagnétique, tandis que [AUL 21] investigue plusieurs architectures de shunt montés sur un amortisseur accordé. Plus récemment, [DEH 21] présente des modifications sur l'*integral force feedback*, tenant compte des effets inertiels, pour amortir activement une plateforme en rotation en utilisant des stacks piezoélectriques. L'étude de [HOS 99] s'attèle à élargir l'action de pendules centrifuges en forçant un retard par actionneur électromagnétique, produisant un "centrifugal delayed resonator" cependant potentiellement sensible à des problèmes de stabilité, mais permettant de réduire l'oscillation d'environ 20% par rapport au système passif. Enfin, [AGU 12] propose un amortisseur annulaire auto-accordant, tandis que [LAI 18] propose l'optimisation du comportement d'amortisseurs accordés en en pilotant de manière semi-active la phase. Ce dernier système a été capable de réduire expérimentalement de l'ordre de 35% de l'amplitude d'oscillation, contre 22% pour des amortisseurs accordés.



(a) Amortisseur de vibrations de torsion adaptatif [ABU 19]

(b) Amortisseur de vibrations à fluide magnéto-rhéologique [DON 20]

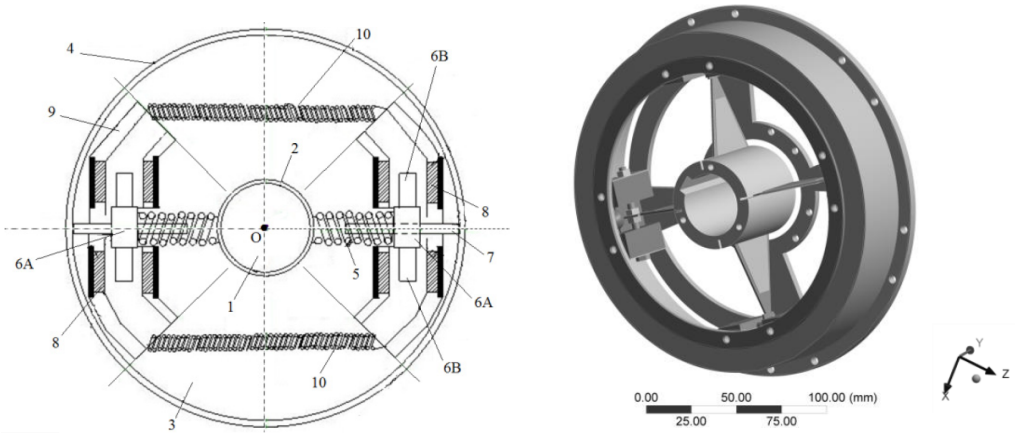
FIGURE 2.2 – Quelques amortisseurs de vibrations de torsion issus de la littérature

Pour les deux phénomènes vibratoires, deux types de technologie largement recherchés au cours de la dernière décennie pour des vibrations de flexion ou longitudinales sont en train d'être adaptées aux phénomènes en torsion. La première est l'utilisation de fluides MR, recherche notamment initiée par Ye en 2005 ([YE 05]), est intéressante pour la possibilité de variation de rigidité ou d'inertie (et donc de fréquence critique), et les travaux récents confirment son intérêt pour une application automobile ([MAO 19], [DON 18], [DON 20], [GAO 19a], [GAO 19b], [LEE 19]). Cette technologie est aussi hybridable avec des pendules centrifuges pour améliorer encore les capacités d'amortissement ([ABO 15], [ABO 20]). L'hybridation est ici profitable, puisque permettant de réduire jusqu'à 38% des oscillations par rapport au pendule seul.
La deuxième est l'utilisation d'amortisseurs non-linéaires, notamment ceux présentés par Haris ([HAR 17a], [HAR 17b], [HAR 20]), testant autant des NES (reposant sur le principe de transfert ciblé d'énergie) à vibro-impact, qu'à raideur cubique ou d'ordre supérieur, parfois combinés entre eux, pour une application automobile. On peut aussi citer l'apport de Ahmadabadi ([AHM 19]) sur la fixation d'un NES au vilebrequin, ou de Qiu ([QIU 18]) sur un système à ressort conique.

Récupération d'énergie

Les méthodes de récupération d'énergie vibratoire (*energy harvesting* ou *energy scavenging*) sont un autre domaine apte à revêtir un fort caractère micro-hybride : les machines tournantes s'y prêtent en effet très bien. Ces méthodes peuvent se répartir globalement en trois catégories : les systèmes piezoélectriques, les systèmes électromagnétiques et ceux basés sur des NES (initialement plutôt dédiés à la réduction de vibrations). Des exemples sont donnés en figure 2.3. Pour les deux premiers, les capacités de récupération en fonction des paramètres et du système considérés se retrouvent dans [HAR 12], et une estimation des performances pour un tel système

monté sur des roues de voiture est développé par Cooley et Tan ([COO 18]). Pour les systèmes électromécaniques, Asai ([ASA 17a]) et Vujic ([VUJ 02]) proposent eux aussi des développement théoriques sur la faisabilité et les performances de tels systèmes, tandis que [JON 07] s'intéresse à l'influence de la position des aimants par rapport aux bobines. Au-delà du concept, plusieurs projets et démonstrateurs ont été analysés pour des applications rotatives, certains petits, comme un récupérateur à pendule à impact ([GU 10]), d'autres adaptés aux dimensions d'un vilebrequin, à l'image d'un dispositif inertiel ceinturé d'aimants proposé par Trimble ([TRI 10]), ou du VDEH de Nerubenko ([NER 20]), dans lequel des aimants vibrent dans des bobines de manière tangentielle à la rotation.



(a) Vibration Damper Energy Harvester [NER 20]

(b) R-EHTVA [INF 18]

FIGURE 2.3 – Quelques récupérateurs d'énergie issus de la littérature

Dans le domaine des actionneurs piezoélectriques, pour des systèmes rotatifs n'ayant pas forcément de lien avec le secteur automobile, le projet le plus marquant est celui porté par Perfetto et Infante à l'Institut Fraunhofer ([PER 14], [INF 15], [INF 18]), qui se propose de remplacer un volant d'inertie bi-masse par un système comportant deux étouffeurs accordés équipés de patchs piezoélectriques, dans une visée claire de micro-hybridation. Les deux prototypes présentés semblent valider les résultats numériques et le côté prometteur du concept. On peut aussi citer le projet de Chen ([CHE 07]) portant sur un anneau piezoélectrique capable de récupérer l'énergie des vibrations de torsion.
L'investigation sur les transferts d'énergie ciblés et sur les NES est plus récente et limitée. On y retrouve notamment l'étude de Cammarano sur la charge résistive d'un oscillateur non-linéaire basé sur un transducteur électromagnétique ([CAM 13]), mais surtout le concept de NES de l'équipe de Loughborough ([GUN 18]), utilisant une génératrice à aimants équipée d'un ressort à raideur cubique pour récupérer l'énergie de torsion d'un arbre, le tout ayant été testé expérimentalement avec succès.

2.1.3 Buts du système proposé

Le système décrit et analysé au cours de cette thèse se propose de combiner deux éléments semi-actifs tels que ceux présentés ci-dessus, adaptés respectivement à l'amortissement des vibrations de torsion et de l'acyclisme en vitesse. En ce premier sens, il peut déjà être qualifié de dispositif hybride. Il y a alors un couplage multiphysique des deux éléments, à la fois par le vilebrequin et par le circuit de puissance. Les deux éléments ne sont de plus pas colocalisés : l'un se trouve en sortie de vilebrequin, pour corriger l'acyclisme, et l'autre à l'avant, remplaçant alors l'habituel amortisseur visqueux. L'ensemble se veut auto-alimenté, de façon à limiter les pertes du circuit de puissance, notamment en se dispensant de l'utilisation d'un collecteur tournant.
Il peut aussi être qualifié de système hybride car l'un de ses prérequis est de permettre un fonctionnement "fail-safe", et donc que la suppression du couplage par le circuit de puissance aboutisse à un amortisseur passif. Ce type de dispositif a déjà été étudié pour des vibrations en flexion, à travers une loi de contrôle adaptée éprouvée expérimentalement ([CHE 16], [COL 16], [CHE 18], [CHE 19]), mais n'a jamais été appliqué, semble-t-il, au cas des vibrations de torsion.

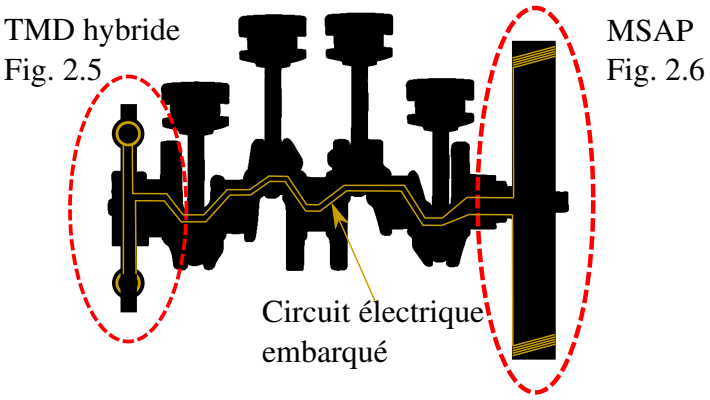


FIGURE 2.4 – Représentation de l'architecture global de l'amortisseur hybride

Dans l'ensemble, le système peut donc être vu comme la mise en relation de deux actionneurs semi-actifs, s'alimentant l'un l'autre au sein d'un même circuit couplé. Il y a donc en permanence un lien récupérateur-consommateur d'énergie. Cette relation est cependant spécifique aux conditions de rotation non-stationnaires, due à la forte oscillation de couple excitateur, et donc de vitesse. Ainsi, l'amortisseur d'acyclisme en bout d'arbre présentera une régularité angulaire lors de son fonctionnement, tandis que l'amortisseur de vibrations de torsion sera confronté par définition à un phénomène temporel. Ce lien particulier fera donc l'objet d'une attention particulière. La figure 2.4 propose une description de ce montage, les composants étant décrits ensuite sur les figures 2.5 et 2.6.
La section suivante a pour but de décrire conceptuellement les deux actionneurs présentés ainsi que le circuit de puissance les reliant. La modélisation et la mise en équation de leur comportement dynamique sont quant à elles l'objet du prochain chapitre.

2.2 Proposition de système couplé

2.2.1 Proposition de TMD hybride

Afin de respecter la possibilité d'un amortissement passif en cas de désactivation du système (par exemple par ouverture du circuit électrique), l'élément de base pour assurer l'absorption des vibrations de torsion est un amortisseur à masse accordée (ou *Tuned Mass Damper* - TMD). Ce dispositif est efficace sur une faible bande de fréquence autour de la fréquence de résonance ciblée, et est paramétré par trois valeurs mécaniques - sa masse, son amortissement et sa raideur. Les premières lois d'accordage optimal sont issues de Den Hartog et Ormondroyd, pour des absorbeurs en translation ([DEN 28]) ainsi qu'en torsion ([DEN 29]), ce dernier cas prenant cependant comme cadre l'absence de raideur pour maximiser la dissipation d'énergie. Ces lois, souvent désignées par le terme "*Equal Peak design*", ont été actualisées par d'autres auteurs depuis, et constituent du fait des hypothèses qui y sont faites une très bonne approximation de la solution optimale (voir par exemple [ABU 09]). Dans le cadre des vibrations de torsion, Vu et Nguyen ont présenté récemment ([NGU 19], [NGU 20], [VU 17]) quatre méthodes pour aboutir à une solution optimale suivant différents critères : méthode de point fixe, minimum d'énergie cinétique, maximum de couple quadratique (MQT) et maximum de la résistance visqueuse équivalente (MEVR). L'optimum obtenu varie suivant la méthode, mais reste proche du résultat des règles d'*Equal Peak*. Cependant, cette diversité de possibilités ne permet pas de conclure quant à des paramètres optimaux dans le cadre de vibrations de torsion.

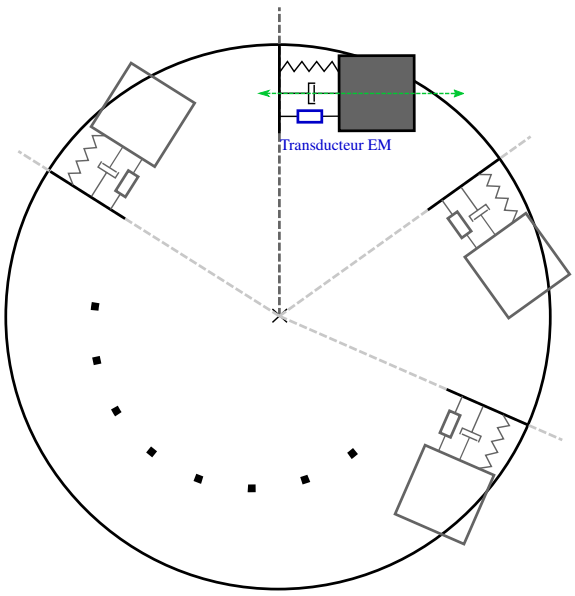


FIGURE 2.5 – Concept d'hybridation de TMD

Il existe différentes méthodes pour ajouter une conversion vers un autre domaine physique. En élargissant la classification effectuée par [AUS 11], on peut les regrouper en six catégories :

— électrostatiques
— électromagnétiques
— piézoélectriques
— thermiques
— électrostrictives ou magnétostrictives
— électrorhéologiques ou magnétorhéologiques

Les flux de chaleur dans un moteur à combustion interne étant difficilement contrôlables, les actionneurs thermiques seront laissés de côté. Il n'existe d'ailleurs aucune référence à ce type d'actionneur pour des applications de vibrations de rotor. De même, les éléments électro- ou magnétorhéologiques sont peu adaptés pour un transducteur réversible, et il n'est pas envisagé de modification des pièces elles-mêmes, laissant de côté les technologies basées sur la striction.
Regardons donc plus en détail les trois premières catégories. Les systèmes électrostatiques reposent sur la variation du champ électrique entre deux plaques conductrices formant un condensateur. Ce sont des systèmes simples, mais qui ne sont efficaces que sur des petites dimensions, les efforts normaux étant inversement proportionnels à la distance entre les électrodes. Les actionneurs piézoélectriques permettent quant à eux d'exploiter la propriété de certaines céramiques de transformer une tension électrique en un effort mécanique et inversement. Ils offrent l'avantage d'une large bande passante et d'une bonne précision, mais du fait de leur architecture même, ces actionneurs sont limités à des petits déplacements.
Du fait des efforts et déplacements envisagés, un actionnement électromagnétique basé sur le phénomène d'induction est vu comme le plus adapté. En conséquence, l'étouffeur accordé est enrichi d'un système bobine-aimant. Que ce soit la bobine ou l'aimant qui soit embarqué sur l'étouffeur conduit à une situation symétrique, le choix de l'une ou l'autre solution dépend donc des contraintes de construction. En effet, si l'aimant est situé à l'intérieur du solénoïde formé par la bobine de fil de cuivre, c'est le déplacement relatif de l'un par rapport à l'autre qui va permettre de générer une tension électrique aux bornes de la bobine. La force ainsi générée par les interactions mécaniques et électromagnétiques est ensuite multipliée par le bras de levier à l'axe de rotation pour obtenir le couple correcteur.
Le concept de TMD hybride proposé ici est donc similaire dans son architecture aux travaux de [NER 20] et de [ABU 19], et est illustré par la figure 2.5. Avec une telle configuration, il est envisageable de multiplier le nombre d'étouffeurs hybridés de façon à garder un rotor équilibré autour de son axe de rotation. Ceux-ci peuvent être libres et accordés sur la même fréquence (leur effet est alors cumulatif), reliés les uns aux autres (l'inertie équivalente est alors la somme des inerties individuelles), ou encore de considérer l'accordage de deux étouffeurs en parallèle, comme le propose [ASA 17b], avec des performances passives supérieures.

2.2.2 Machine à aimants sur le volant d'inertie

Le volant d'inertie classique d'un moteur de poids lourd possède une architecture simple : c'est un disque d'acier de diamètre large par rapport à sa profondeur, présentant un engrenage annulaire sur le pourtour (lié à l'alterno-démarreur du véhicule), sa surface extérieure étant ensuite liée à l'embrayage. Son intérêt principal est donc l'inertie qu'il apporte (afin de lisser les oscillations en agissant comme un filtre passe-bas mécanique), par rapport aux deux contraintes que sont le poids (que l'on souhaite minimiser) et l'encombrement (l'espace autour du moteur étant limité). L'ajout de bobines et d'aimants ne changeant que peu ces deux contraintes, une modification du volant d'inertie pour incorporer ces éléments semble tout indiqué, à l'instar de la proposition de [HU 20]. Cette dernière ajoutant cependant aussi un résolveur et reposant sur un moteur électrique du commerce, son encombrement est plus conséquent.

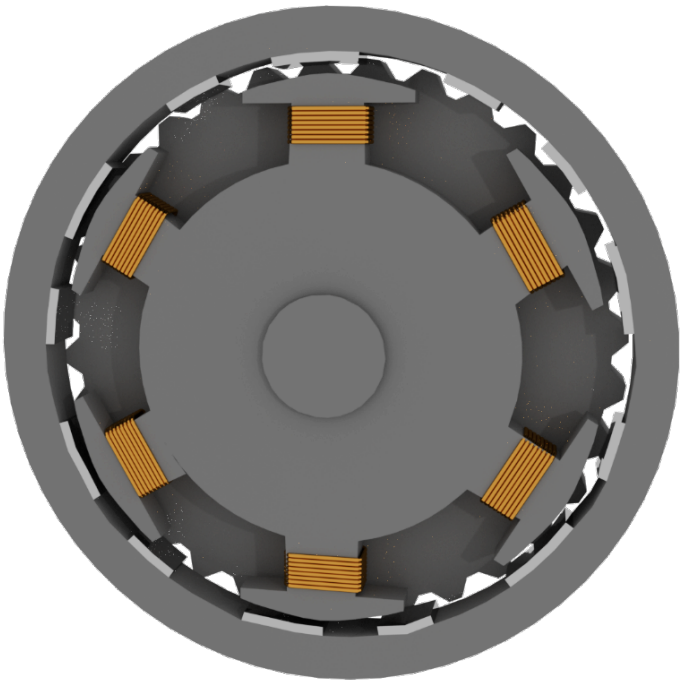


FIGURE 2.6 – Représentation d'un volant d'inertie modifié en machine électrique

Le volant d'inertie se transforme alors dans cette configuration en un rotor de moteur-générateur synchrone à aimants permanents, adaptée aux conditions de fonctionnement souhaitées, ce qui évite un ajout conséquent de poids en fusionnant les fonctions. De l'interaction électromagnétique qui y a lieu, il ressort une production de courant (rôle générateur) et de couple (rôle moteur). Le courant a pour but d'alimenter les TMD de la partie précédente, tandis que le couple a pour rôle de se placer en opposition de phase par rapport au couple mécanique s'exerçant sur le volant d'inertie. D'après [NAK 00], on sait que la forme optimale de ce couple pour lisser les oscillations est une forme rectangulaire,

mais que la forme sinusoïdale est performante elle-aussi. Comme la forme rectangulaire n'est pas adaptée pour le courant, il y a donc un compromis à faire entre celui-ci et le couple dans la conception même de la machine.
Le choix des aimants permanents est fait ici afin de séparer entièrement le circuit de puissance, décrit dans la prochaine sous-section, de la batterie, permettant de garder celle-ci pour d'autres usages micro-hybrides, ainsi que dans une optique de diminution de l'encombrement. En effet, dans l'architecture étudiée ici, les aimants sont positionnés sur le stator, donc au niveau de la carcasse du moteur. Les bobines d'induit (en fonctionnement générateur) se trouvent quant à elles sur le volant d'inertie, idéalement décalées par rapport à l'engrenage annulaire afin d'éviter les variations d'entrefer. Elles seront ensuite reliées électriquement aux TMD hybrides. Une première représentation de ce concept peut être observée sur la figure 2.6. Celui-ci peut aussi tout à fait être lui-même hybridé à un autre système passif de filtration de l'acyclisme tel que ceux présentés au chapitre précédent.
Dans tous les cas, les phénomènes électromagnétiques générés par cette machine à aimants permanents vont dépendre de la position angulaire du rotor par rapport au stator. Ils présentent donc par construction une régularité angulaire, au minimum d'ordre 1 (les phénomènes se reproduisent d'un tour sur l'autre), ou de tout ordre entier supérieur. Les ordres fractionnaires ne sont pas accessibles, ce qui est un sujet d'attention particulier étant donné que l'on sait que les phénomènes cycliques du vilebrequin sont eux des multiples de l'ordre 0.5. C'est ensuite le choix de la disposition des aimants par rapport aux bobines qui détermine le ou les ordres apparaissant dans le courant et dans le couple électromagnétique. Nous reviendrons sur ce point dans le chapitre suivant ainsi qu'en annexes.

2.2.3 Système électrique embarqué : possibilités et limitations

Il reste encore à relier les deux types d'actionneur au sein du même circuit de puissance (électrique, étant donné les choix faits). Or, ils sont disposés de part et d'autre du vilebrequin. Dans une réalisation pratique, une limite du concept est donc de devoir percer un deuxième accès (en plus de celui pour la lubrification) à chaque palier et à chaque maneton du vilebrequin. Les fils de cuivre devront de plus être protégés des conditions de fonctionnement du moteur : lubrifiant, température, etc. Cependant, une fois cette contrainte levée, cette mise en relation permet un pilotage stable des deux actionneurs, étant donné que la quantité d'énergie consommée par l'un ne peut pas être supérieure à celle collectée par les deux ensembles.
Dans le cas de l'utilisation de plusieurs TMD à l'avant du vilebrequin, le lien se fera préférentiellement en série, de façon à ne pas diviser le courant et donc à optimiser les performances en amortissement de vibrations de torsion. Le lien entre les deux transducteurs peut en revanche s'envisager autant en série qu'en parallèle, les deux cas seront étudiés.
Que ce soit pour la réduction de l'acyclisme ou des vibrations de torsion, la phase du courant circulant dans chaque élément va jouer un rôle primordial. En effet, c'est le

courant, conséquence de la transduction vitesse-tension dans les deux transducteurs, qui va ensuite créer un couple de chaque côté du vilebrequin. Ce couple devant être en opposition de phase par rapport au couple d'excitation, la phase du courant doit être maîtrisée. Or dans cette première étude, aucun contrôleur n'est ajouté dans la boucle : le système s'autopilote par construction (d'où l'importance de l'étude menée ici), à travers l'architecture même de l'amortisseur hybride, et les composants électriques utilisés dans le circuit de puissance. Ces composants peuvent être actifs, par exemple dans le cas d'un circuit déphaseur, mais il est alors nécessaire de prévoir un circuit de commande supplémentaire pour les alimenter. Les composants passifs seront donc préférés dans le pilotage. L'amplitude du courant permet quant à elle d'exercer un couple plus ou moins important, et donc d'optimiser les performances. Il faut cependant garder à l'esprit qu'un courant de plusieurs ampères voire plusieurs dizaines d'ampères sur un tel circuit nécessite une isolation électrique efficace.

Les différents composants de l'amortisseur hybride ayant été présentés et leur rôle respectif souligné, le chapitre suivant a pour but d'en proposer une modélisation.

Chapitre 3

Modélisation du système et analyse paramétrique

Sommaire

3.1 Modélisation des constituants du système couplé 30
3.1.1 Le vilebrequin 30
3.1.2 L'étouffeur hybride 35
3.1.3 La machine à aimants permanents 39
3.2 Fonctionnement et pilotage en mode couplé 50
3.2.1 Circuit électrique, phase du courant et pilotage 50
3.2.2 Analyse paramétrique - test des paramètres pour le MDE8 53

Ce chapitre a pour but de mettre en application les concepts du chapitre précédent sur un modèle de vilebrequin, issu du moteur 6 cylindres en ligne MDE8 de Volvo. Chaque sous-système de l'amortisseur hybride couplé fait l'objet d'une modélisation multiphysique et d'une limitation à un certain nombre de paramètres clés, qui seront décrits en profondeur ici et investigués expérimentalement dans le chapitre 5. Cette modélisation a aussi pour but de constituer les équations du mouvement apportées par l'amortisseur hybride couplé, afin de prédire l'impact de ces paramètres dans le cadre non-stationnaire proposé.

3.1 Modélisation des constituants du système couplé

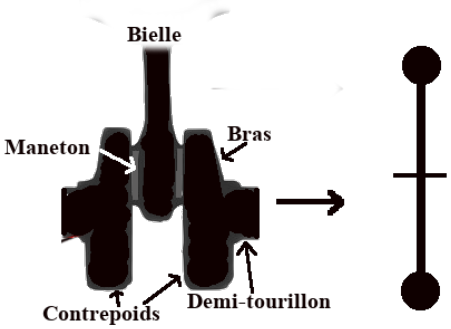
3.1.1 Le vilebrequin

Système masse-ressort en torsion

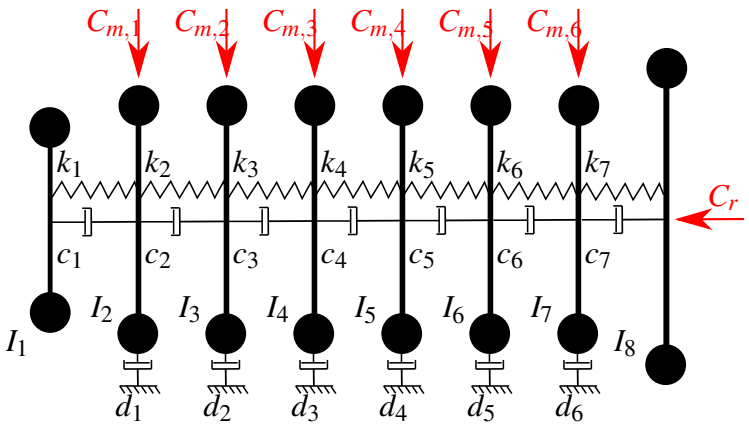
Afin de ne pas rentrer dans un niveau de détail trop important, par exemple prenant en compte la déformation des manetons et les variations d'inertie correspondantes (voir par exemple [KUS 02] pour un autre modèle possible), nous nous proposons ici de modéliser le vilebrequin comme un assemblage d'inerties idéales, reliées entre elles par des raideurs de torsion et des amortisseurs de torsion (représentant l'amortissement structurel de l'acier), eux aussi idéaux. Comme vu au chapitre 1, la torsion est en effet prépondérante sur les effets de flexion, et ceux-ci seront donc laissés de côté dans l'analyse de l'amortisseur hybride. De même, les effets vibratoires sur les autres axes (pilon, roulis, etc) ne seront pas analysés.
On considèrera donc chacun des cinq ensembles de pièces suivantes comme étant des inerties idéales, rassemblées en leur centre de rotation :

- la partie rotative de la bielle
- le maneton
- les deux bras soutenant le maneton
- le contrepoids
- les demi-tourillons de part et d'autre

La variabilité de ces inerties par rapport à la position angulaire, bien étudiée dans la littérature ([AHM 19], [DAV 03], [SCH 03], [MIL 16]), n'est pas modélisée ici en première approche. A ces six inerties, du fait des six cylindres du moteur, se rajoutent celle correspondant au volant d'inertie, situé en bout d'arbre, et celle du disque amortisseur, situé à l'avant et liant le vilebrequin à l'arbre à cames. La longueur et l'épaisseur des tourillons ou des sections d'arbre entre ces inerties détermine la raideur et l'amortissement apportés. Les valeurs de ces éléments pour notre vilebrequin de référence se retrouvent dans le tableau 3.1. Le lien entre l'arbre et le bâti moteur n'est modélisé ici que par les paliers de soutien, modélisés comme des amortisseurs visqueux idéaux. En se positionnant dans le référentiel du bâti et non pas de l'arbre pour l'étude vibratoire, on garde accès au mode de corps rigide (la rotation) du vilebrequin, dont l'étude est déterminante



(a) Modèle d'inertie



(b) Modèle de vilebrequin

FIGURE 3.1 – Modélisation de l'inertie et modèle de vilebrequin à huit degrés de liberté

pour l'acyclisme. Sans lui, l'accès à la vitesse angulaire instantanée serait en effet perdu. De plus, il serait nécessaire d'ajouter un ressort de torsion virtuel pour relier le système au référentiel fixe. L'ensemble du modèle se résume donc à un système de huit degrés de liberté en rotation, tel que représenté sur la figure 3.1. Cela permet donc de modéliser sept modes de vibration en torsion en plus du mode de corps rigide. Dans ce modèle, la première fréquence critique est de 257 Hz, tandis que la deuxième sera atteinte à 714.5 Hz. Le tracé du diagramme de Campbell correspondant (figure 3.2) permet de prédire la vitesse de rotation à laquelle chaque ordre va exciter ces fréquences. Deux types de couple vont ensuite s'exercer sur ce système : le couple moteur, qui est celui qui va permettre au véhicule d'avancer, et le couple résistant, représentant l'ensemble des effort s'opposant à l'avancée du véhicule.

Le couple résistant

Ce dernier correspond à la charge qui sera tirée par le moteur, à laquelle s'ajoutent les effets dynamiques du reste de la chaîne de propulsion ainsi que les excitations dues au roulement. La charge peut être vue en première approche comme un couple constant, ne variant que suivant des conditions de roulement particulières (par exemple en côte)

TABLEAU 3.1 – Données Volvo du vilebrequin MDE8

Inertie	Valeur (kg.m²)	Raideur	Valeur (Nm/rad)
I_1	0.0071	k_1	2 116 481
I_2	0.0463	k_2	1 780 000
I_3	0.0385	k_3	1 780 000
I_4	0.0464	k_4	1 790 000
I_5	0.0464	k_5	1 780 000
I_6	0.0385	k_6	1 780 000
I_7	0.0463	k_7	1 860 000
I_8	1.6167	-	-

et en fonction du rapport de vitesses demandé. Les contraintes rajoutées par le reste de la chaîne de traction, et en premier lieu l'embrayage, vont quant à elles dépendre d'éventuels défauts dans les pièces et les paliers (écaillage, usure...), qui peuvent rajouter des effets cycliques supplémentaires, mais surtout du frottement dû au roulement des pneus sur la route et de la pression des freins lors des phases de freinage. Ces efforts supplémentaires sont globalement constants, modulés aléatoirement par les aspérités de la route. En conséquence, l'effet de l'ensemble du reste de la chaîne de propulsion sur le vilebrequin est assimilé à un couple constant C_r s'exerçant sur le volant d'inertie, à l'extrémité de l'arbre. La valeur de ce couple est constituée de manière à égaliser la partie constante du couple moteur à vitesse nominale donnée.

Construction du couple acyclique

Le couple moteur résulte de l'action de l'ensemble des cylindres sur le vilebrequin. La théorie sur le sujet est bien documentée et connue (notamment dans [LIG 02] ou dans [DES 10]) : l'action de chaque cylindre produit un couple oscillant autour d'une valeur constante. Comme vu en introduction, on rajoute en plus à cela l'action des masses en rotation, de telle façon que pour chaque cylindre j, le couple moteur $C_{m,j}$ soit la somme de la partie issue des gaz de combustion $C_{g,j}$ et de celle issue des inerties en rotation $C_{i,j}$:

$$C_{m,j} = C_{i,j} + C_{g,j} \tag{3.1}$$

La connaissance de la description angulaire de la pression dans les cylindres est donc nécessaire pour la construction du couple créé par la combustion. Pour cela, ce travail se base sur les courbes PCP (*peak combustion pressure*) fournies par Volvo Group pour le moteur MDE8, ainsi que sur les données géométriques du moteur. Ces courbes sont données pour un chargement à vide, pour la plage de vitesse 600-2600rpm, discrétisée tous les 100rpm. Par transformation de Fourier sur chacune de ces courbes, on obtient l'amplitude et la phase de chacun des ordres en jeu. La pression est ensuite multipliée par la surface du cylindre pour obtenir la description angulaire de la force F_g, et elle-même est multipliée par le bras de levier séparant le point d'application de l'axe de rotation du

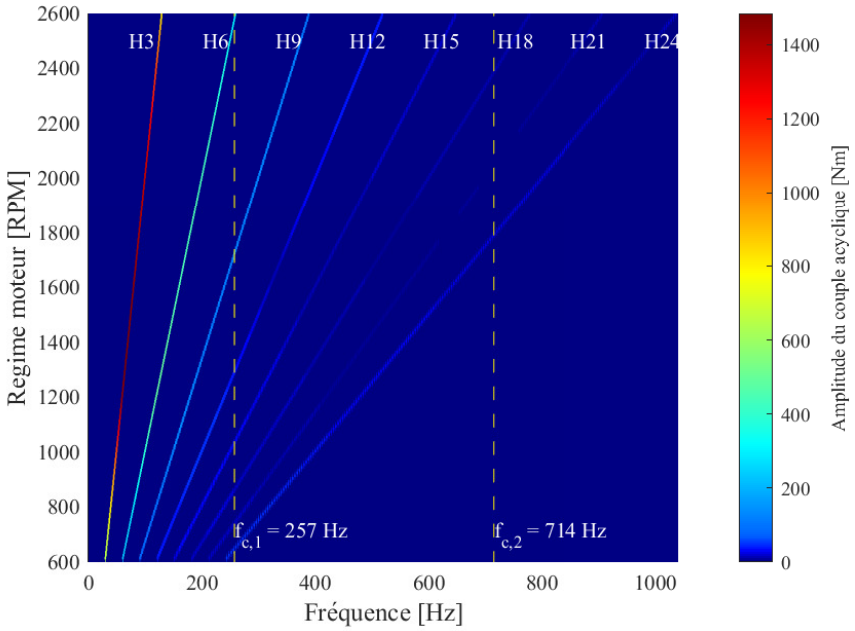


FIGURE 3.2 – Diagramme de Campbell théorique du MDE8

vilebrequin (et qui dépend donc lui aussi de la position angulaire). Le couple issu des gaz de combustion apparaît donc comme une somme harmonique, comprenant tous les harmoniques multiples de l'ordre 0.5, modulée par une fonction de la position angulaire, tel que :

$$C_{g,j}(\alpha) = -F_g(\alpha).R.sin(\alpha).\left(1+\frac{cos(\alpha)}{\sqrt{\lambda^2-sin(\alpha)^2}}\right) \tag{3.2}$$

avec α la position angulaire locale. Dans cette expression, R est l'excentrique du vilebrequin et λ est le rapport entre la longueur de la bielle et l'excentrique. La description du couple inertiel se fait elle aussi à partir des données de construction du moteur, notamment la répartition des inerties. D'après [LIG 02], le couple inertiel exact exercé sur un cylindre j est donné par :

$$C_{i,j}(\alpha) = R.\left(\sqrt{\lambda^2-sin(\alpha)^2}+cos(\alpha)\right).(-\dot{\alpha}^2A-\ddot{\alpha}.B) \tag{3.3}$$

Avec les expressions de A et B :

$$\begin{aligned} A &= -I_{Gx}.\frac{\lambda.sin(\alpha).(1-\lambda^2)}{L.(\lambda^2-sin(\alpha)^2)^2} + \frac{sin(2\alpha)}{2\lambda\sqrt{\lambda^2-sin(\alpha)^2}}(m_bL_b+m_pL) \\ &+ \frac{(\lambda^2 cos(2\alpha)+sin(\alpha)^4)sin(\alpha)}{L(\lambda^2-sin(\alpha)^2)^2}\left(m_pRL+\frac{m_bL_b^2}{\lambda}\right)+m_bL_b\frac{L_a}{\lambda.L}sin(\alpha) \\ B &= -I_{Gx}.\frac{\lambda.cos(\alpha)}{L.(\lambda^2-sin(\alpha)^2)} + \frac{sin(\alpha)^2}{\lambda}\sqrt{\lambda^2-sin(\alpha)^2}(m_bL_b+m_pL) \\ &+ \frac{sin(\alpha)sin(2\alpha)}{2L(\lambda^2-sin(\alpha)^2)}\left(m_pLR+m_b\frac{L_b^2}{\lambda}\right)-m_bL_a\frac{L_b}{\lambda.L}cos(\alpha) \end{aligned} \tag{3.4}$$

Pour permettre une meilleure appréhension du profil de ce couple, une expression simplifiée au premier ordre en λ peut aussi être utilisée. Elle repose sur la répartition usuelle des masses de la bielle entre une partie en translation (m_{alt}) et une partie en rotation (m_{rot}), mais n'est pertinente qu'à moyenne et haute vitesses, où la contribution de l'accélération angulaire devient négligeable.

$$C_{i,j}(\alpha) \simeq m_{alt}.R^2.\dot{\alpha}^2.\left(\frac{sin(\alpha)}{4.\lambda}-\frac{sin(2\alpha)}{2}-\frac{3.cos(3\alpha)}{4.\lambda}\right) \tag{3.5}$$

Par rapport au couple exact, l'approximation au premier ordre comporte une erreur en amplitude de l'ordre de 20% ([LIG 02]), mais respecte bien le contenu harmonique. Les couples produits par chacun des six cylindres sont ensuite additionnés pour donner le couple moteur total. Du fait du niveau relativement faible de torsion dans le vilebrequin, l'hypothèse d'un arbre rigide est posée pour la construction du couple : les positions angulaires des six manetons sont ramenés sans déphasage dans le même référentiel, noté θ, et sommées. Les plans de symétrie de l'arbre permettent ainsi des simplifications trigonométriques, et on obtient :

$$C_i(\theta) \simeq -\frac{9}{2.\lambda}.m_{alt}.R^2.\dot{\theta}^2.sin(3.\theta) \tag{3.6}$$

$$C_g(\theta) = \sum_{n=1}^{N} c_n.sin(3.n.\theta+\phi_n) \tag{3.7}$$

avec θ la position angulaire locale α à laquelle on ajoute le décalage angulaire par rapport à une référence commune. L'ordre d'allumage des cylindres est considéré comme standard. L'expression 3.7 fait intervenir l'hypothèse que quel que soit le cylindre et quelles que soient les conditions, la pression dans la chambre de combustion correspondra bien aux courbes théoriques utilisées. Cependant, il est connu que ce n'est jamais le cas. Ces défauts d'allumage vont donc provoquer l'apparition d'autres harmoniques, non multiples de 3, et cela de manière aléatoire. Du fait de l'absence de prédictibilité du phénomène, cet aspect ne sera pas pris en compte ici. De plus, le chapitre précédent rappelle que le comportement hybride de l'amortisseur n'affecte que les ordres entiers. Une comparaison de l'influence relative de ces deux couples à différentes vitesses se retrouve sur la figure 3.3.

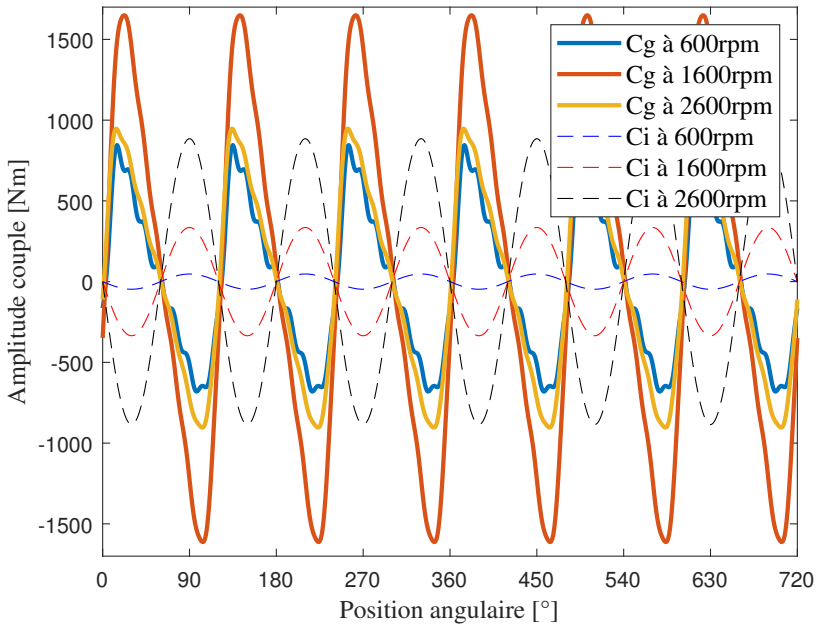


FIGURE 3.3 – Oscillation de couple

Ordres et demi-ordres en jeu

A travers le diagramme de Campbell présenté sur la figure 3.2, on voit que plus les harmoniques sont petits, plus ils sont prépondérants dans la réponse en torsion. Au delà de l'ordre 24, l'amplitude devient imperceptible et n'excite plus la première fréquence de torsion. L'ordre 3 n'est ici représenté que dans sa composante issue des gaz de combustion. Si cet ordre est le plus énergétique du couple acyclique, on observe qu'il n'aura un impact que sur l'acyclisme en sortie d'arbre, et n'impactera que peu la torsion. En particulier, l'acyclisme issu des inerties en rotation n'affectera quasiment pas le comportement en torsion, si ce n'est pour en réduire l'amplitude. Les harmoniques d'ordre 6 à 24 seront donc les plus dangereux. Même s'ils ne sont pas pris en compte dans la modélisation, on voit assez clairement que les harmoniques d'ordre 4.5 et 7.5 auront aussi un impact non négligeable sur la torsion. C'est alors le comportement passif de l'étouffeur qui devra prendre le relais pour éviter tout risque de casse.

3.1.2 L'étouffeur hybride

Accordage sur le 1er mode de torsion

Comme nous l'avons vu, le premier ajout au modèle de vilebrequin décrit précédemment est un amortisseur à masse accordée (TMD) passif. Il s'agit donc d'un système qui vise une fréquence particulière, ici la première fréquence de torsion à 257 Hz. Dans la modélisation, cela correspond à l'ajout d'une inertie supplémentaire, posi-

tionnée à l'avant du vilebrequin, et reliée par une raideur et un amortisseur de torsion. Les valeurs de ces paramètres sont choisies en accord avec les lois de l'*Equal Peak design* présentées au chapitre précédent.

$$k_{TMD} = I_{TMD}.\left(\frac{\omega_c}{1+\mu}\right)^2 \tag{3.8}$$

$$c_{TMD} = 2.\sqrt{\frac{3\mu}{8(1+\mu)}}.I_{TMD}.\frac{\omega_c}{1+\mu} \tag{3.9}$$

Dans ces équations, I_{TMD} correspond à l'inertie apportée par l'étouffeur. A masse égale, elle est d'autant plus grande que sa distance au centre de rotation est grande, de manière quadratique. L'augmentation de ce paramètre peut donc se faire à masse constante au détriment de l'encombrement du système final. Le coefficient μ correspond au rapport entre cette inertie I_{TMD} et l'inertie du mode à corriger, noté I_{eq}. En notant J la matrice normée des inerties et Φ la matrice des vecteurs propres du système à huit degrés de liberté, on peut approximer cette valeur par l'inertie efficace du premier mode de torsion, appliqué au premier degré de liberté :

$$I_{eq} = I_{eff_{1,1}} = \frac{J_{1,1}}{\Phi_{1,1}^2} \tag{3.10}$$

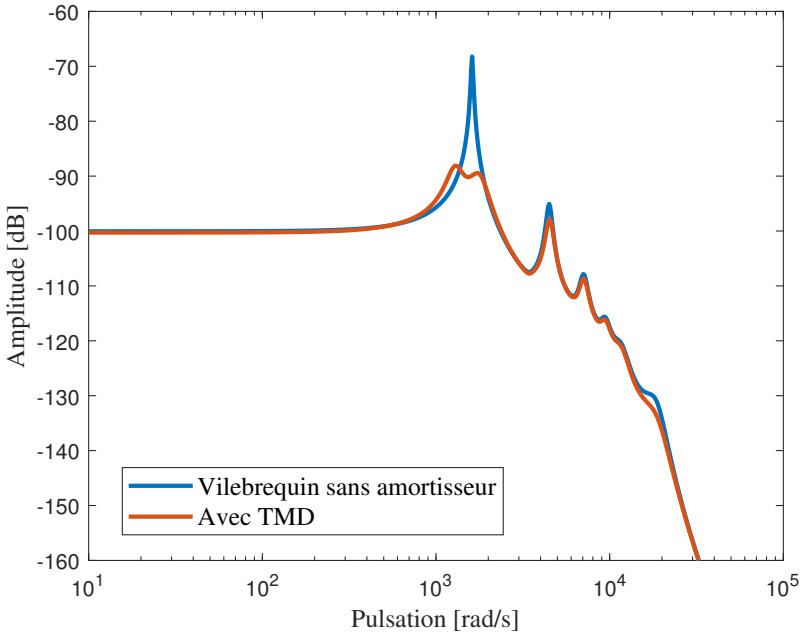


FIGURE 3.4 – Diagramme de Bode prévisionnel de la torsion du vilebrequin avec et sans amortisseur

La fonction de transfert $\frac{\theta_8-\theta_1}{C_a}$ est ici construite en sommant les contributions en torsion des six degrés de liberté correspondant aux cylindres, à partir du modèle numérique.

La résultat de cet ajout sur la torsion est présenté sur la figure 3.4. Les contraintes de masse et d'encombrement sont donc primordiales dans la réalisation physique du système, car raideur et amortissement dépendent eux aussi de l'inertie. Cette dernière valeur est cependant simple à calculer, et la raideur de torsion peut s'adapter relativement facilement. Dans une construction d'amortisseur visqueux classique, elle dépend cependant de la température, du fait de l'utilisation d'élastomères. Le cas de l'amortissement est plus compliqué, il est en pratique difficile d'atteindre un amortissement optimal. On peut de plus s'interroger sur la possibilité de garder une valeur d'amortissement donnée dans des conditions de rotation non stationnaires, amenant des efforts supplémentaires à la fois dans les directions radiales et tangentielles. Du fait des variations de charge dues aux efforts centrifuges, la vitesse moyenne de rotation aura elle aussi une influence sur l'amortissement, de même que la température.

Interaction électromagnétique - système en translation

Cette description passive constitue une base pour le système hybride, un socle de capacités minimales d'amortissement qu'il s'agit de dépasser grâce au dispositif de pilotage électromagnétique. Le modèle le plus pertinent pour le transducteur permettant ce pilotage est celui d'un moteur linéaire *Voice Coil* (ou VCA), de par sa simplicité et son efficacité. Un tel dispositif, représenté sur la figure 3.5, permet de transformer une vitesse de translation (variable de flux mécanique) en une tension électrique (variable d'effort électrique), et dans le sens réciproque, un courant (flux électrique) en force de Lorentz (effort mécanique). L'intégration au vilebrequin est modélisée sur la figure 3.6.

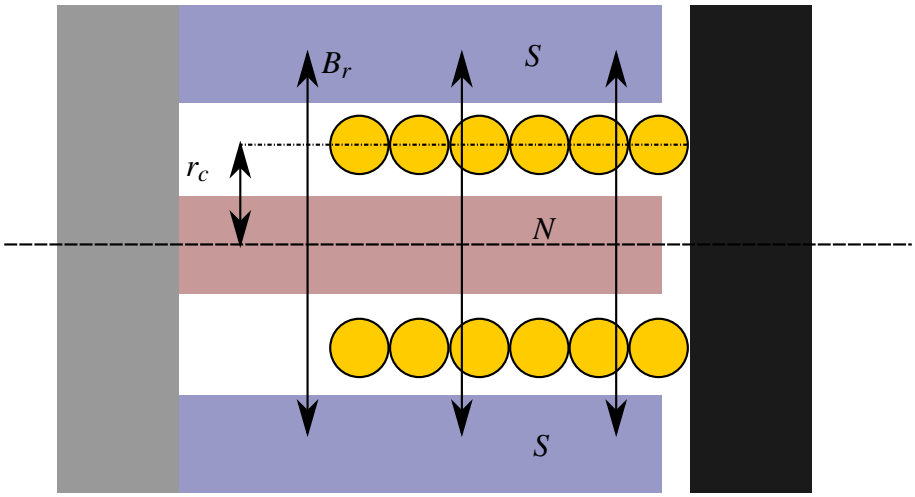


FIGURE 3.5 – Schéma d'un transducteur Voice Coil

La tension se détermine par application de l'équation de Maxwell-Faraday. Même si le référentiel d'étude n'est pas galiléen ici, étant donné que l'ensemble aimant-bobine est embarqué sur un rotor, qui plus est sans hypothèse de rotation uniforme, il apparaît

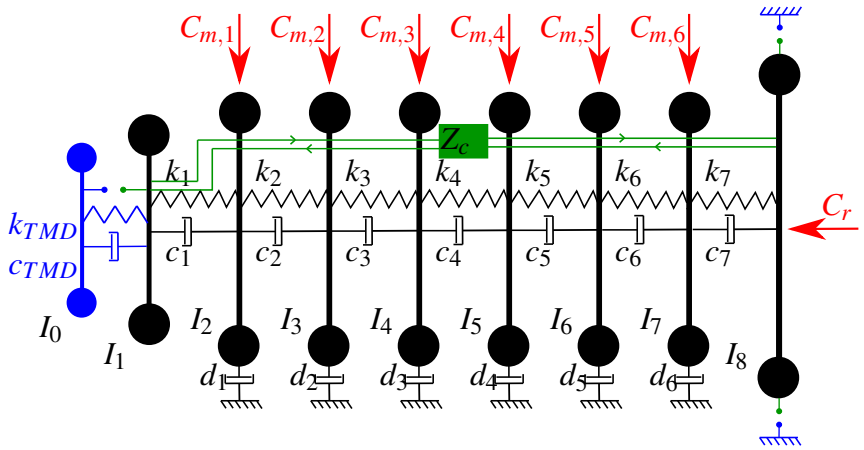


FIGURE 3.6 – Modèle de vilebrequin avec amortisseur hybride

d'après [MCD 16] ou [ARE 98] que tant que la vitesse de tout point du système par rapport au référentiel du laboratoire reste très inférieure à celle de la lumière, les équations de Maxwell issues d'un référentiel galiléen restent valables. De plus, les effets des courants de Foucault, les effets de bord, ou les pertes de flux magnétiques étant faibles dans les conditions d'utilisation envisagées, ils ne sont pas pris en compte dans la modélisation. Le VCA peut donc se modéliser comme un transducteur électromagnétique idéal, et on retrouve les équations habituelles :

$$e_{TMD} = -2\pi.r_c.B_r.n.\frac{dx}{dt} \tag{3.11}$$

$$F_{TMD} = 2\pi.r_c.B_r.n.i \tag{3.12}$$

Dans l'équation 3.12, i est le courant circulant dans la bobine, qu'il soit conséquence de la force électromotrice précédente ou d'un apport extérieur. Le coefficient de transduction est bien le même dans les deux équations, et on note donc :

$$T_{TMD} = 2\pi.r_c.B_r.n \tag{3.13}$$

L'hypothèse d'un coefficient de transduction constant suppose cependant que la bobine ne se déplace que faiblement par rapport à l'aimant, de l'ordre de quelques millimètres. Au delà, une partie du flux magnétique n'est plus traversée par les conducteurs, et le coefficient de transduction diminue proportionnellement. Il est important de noter ici que l'équation 3.11 correspond à la différence de potentiel créé dans la bobine par induction. Cependant pour avoir un courant, le circuit électrique intégrant la bobine doit être fermé. Le transducteur apporte ainsi en plus une résistance, correspondant à la longueur de cuivre utilisé, et une auto-inductance. Dans cette configuration, la fermeture du circuit électrique autour du convertisseur électromagnétique crée une dérivation (*shunt*), et une partie de la puissance électrique est perdue par effet Joule. Cette portion ne sera donc pas transformée en énergie mécanique, ce qui va nécessairement altérer le comportement dynamique de l'amortisseur hybride dans cette configuration. Le détail de ce comportement sera abordé dans la 2e partie de ce chapitre.

3.1.3 La machine à aimants permanents

Les aimants permanents dans les moteurs et génératrices

Les machines électriques utilisant des aimants permanents prennent de plus en plus d'importance depuis l'apparition d'aimants présentant une énergie spécifique élevée, notamment les céramiques néodyme-fer-bore. Ces céramiques ne supportent cependant pas les hautes températures, et on trouve en conséquence aussi des aimants au samarium-cobalt, tenant jusque 250°C, ou des aimants AlNiCo, moins chers. Ces machines peuvent être utilisées à la fois comme des moteurs synchrones (applications automobiles ou ferroviaires par exemple) ou comme génératrices (typiquement dans les éoliennes). Par commodité, les aimants sont souvent installés sur le rotor, de façon à garder au stator le bobinage classique et s'affranchir de l'utilisation des balais de collecteur. Les aimants remplacent donc le bobinage d'induit dans le cas d'un moteur, et le bobinage d'induction dans le cas d'une génératrice.

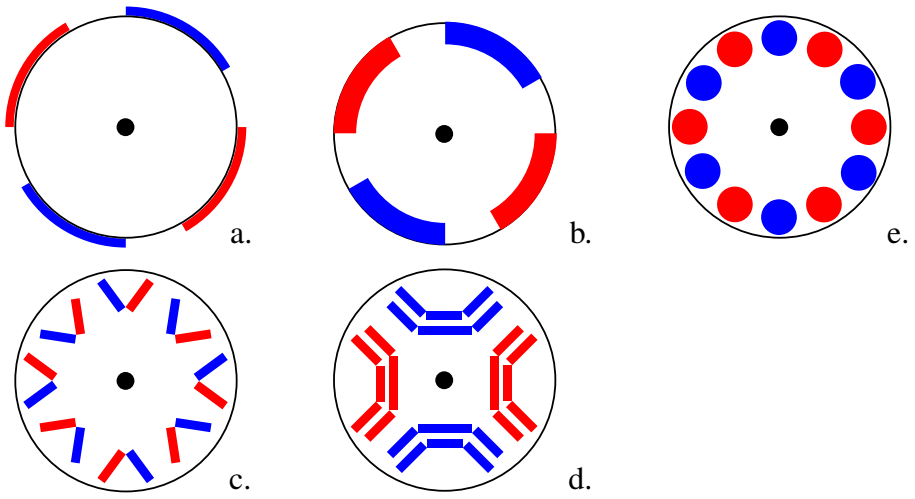


FIGURE 3.7 – Dispositions d'aimants usuelles
a. En surface - b. En inserts - c. Enterré en V - d. Enterré en U - e. Disposition axiale

La recherche des dernières décennies s'est beaucoup concentrée sur les possibilités d'intégration des aimants dans la machine. Plusieurs architectures sont possibles, et sont notamment présentées dans [EKL 18], [PYR 10] ou dans [GIE 10]. La plus simple correspond à l'installation des aimants à plat radialement, en surface du rotor, soit collés, soit placés dans des inserts. En gardant une géométrie simple, il est aussi possible de noyer ces aimants directement dans le rotor (configuration dite "enterrée"). Cette possibilité permet aussi de positionner subtilement les aimants de façon à créer des concentrations locale du flux magnétique, ajustable en fonction de la configuration souhaitée (cette disposition prend alors souvent une forme en U ou en V). En plus des configurations radiales classiques, les aimants permanents permettent d'envisager une configuration axiale du flux magnétique, ce qui permet d'augmenter la densité de

puissance de la machine et de la rendre ainsi plus compacte. Des machines de ce type sont notamment envisagées pour la traction automobile. En opposition à cette disposition usuelle, les aimants sont dans notre cas montés sur le stator, car le bobinage de cuivre est partagé avec celui du dispositif électromagnétique de l'étouffeur présenté précédemment, et se retrouve donc embarqué avec le rotor. Quelques exemples de ces montages sont représentés sur la figure 3.7.

Les propriétés magnétiques d'un aimant permanent se retrouvent principalement dans sa courbe caractéristique ([MUL 06]), représentant la densité de flux magnétique B en fonction du champ magnétique H. Celle-ci présente un comportement hystérétique, après une première aimantation (voir figure 3.8). Pour les aimants dits rigides, dont font partie les aimants à terres rares, cette courbe est assimilée à une droite dans le premier cadrant, qui est celui du fonctionnement normal de la machine. En effet, tant que la température et le champ magnétique exercé sur l'aimant restent suffisamment faibles, l'aimantation du matériau est quasiment constante, égale à la densité de flux rémanente B_{rem}.

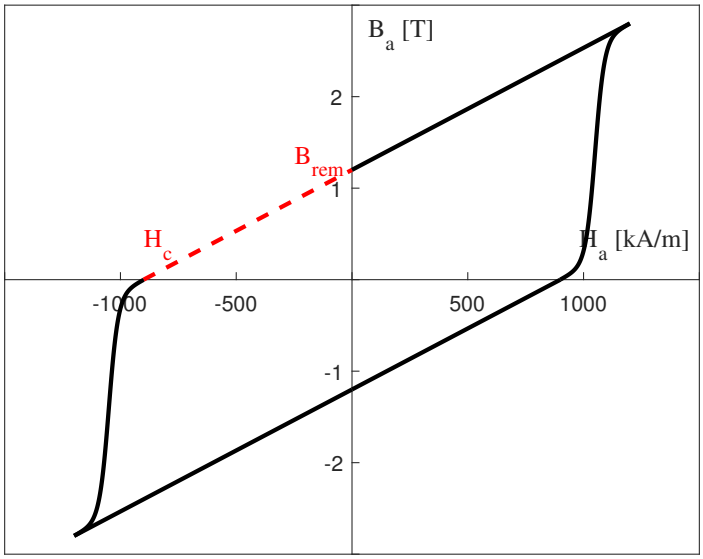


FIGURE 3.8 – Courbe B-H d'un aimant néodyme

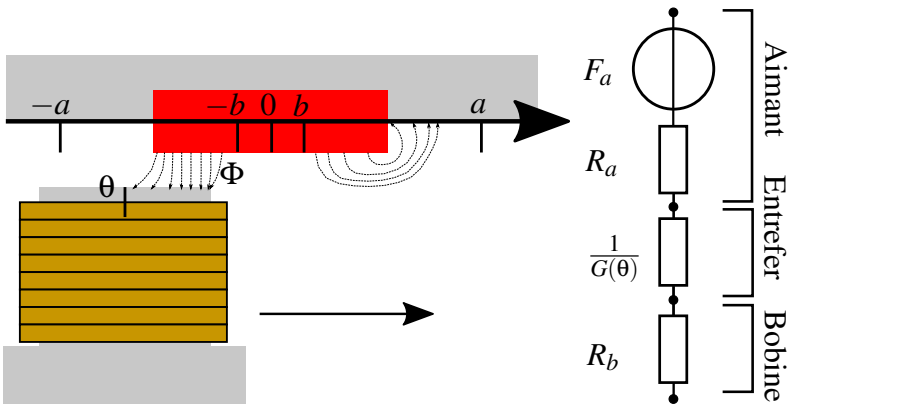
Distribution spatiale des effets magnétiques

Une grande partie de l'intérêt de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est de permettre une maîtrise de la disposition des bobines et des aimants permanents, de façon à construire une répartition spatiale particulière des effets magnétiques, typiquement du comportement du flux magnétique, de sa densité et de sa dérivée

spatiale. La dérivée du flux magnétique se retrouve en effet directement impliquée dans la génération d'une tension électrique aux bornes de la machine, par application de la loi de Faraday. Ce paragraphe vise donc à proposer une modélisation simple de l'interaction entre une bobine de cuivre et un aimant permanent dans une machine radiale.

Plusieurs modèles d'interaction entre bobines et aimants permanents ont été proposés, utilisant des méthodes de multipoles distribués ([LEE 07]), de charges de surface ([ROV 10]) ou calculant numériquement les lignes de champ magnétique ([MIK 09]). Dans ce manuscrit, nous nous inspirerons cependant de la modélisation proposée par Ostović ([OST 89]) pour décrire les circuits magnétiques. Dans cette théorie, le flux magnétique est la conséquence d'une différence de potentiel magnétique (force magnétomotrice), notée F. De manière analogue à la loi d'Ohm, les deux grandeurs sont liées par un coefficient caractérisant la capacité d'un milieu à laisser passer le flux magnétique, appelée perméance et notée G. Son inverse, analogue à la résistance électrique, est appelée réluctance. Plusieurs travaux basés sur les circuits de perméance ont montré une bonne corrélation avec les résultats numériques, la perte d'une certaine précision dans les résultats étant compensée par un temps de calcul plus court ([ROI 98], [KEM 14], [ZHO 15]).

$$\Phi = G.F \tag{3.14}$$



(a) Interaction bobine-aimant (b) Circuit magnétique

FIGURE 3.9 – Interaction entre un aimant et une bobine

Toujours dans cette description, le fait que la courbe B-H d'un aimant ne passe pas par l'origine permet de le décrire comme un générateur dans le circuit magnétique : soit de force magnétomotrice (il est alors associé à une réluctance en série), soit de flux (avec une réluctance en parallèle). Nous nous proposons ici de considérer le premier cas, représenté intégré au circuit magnétique sur la figure 3.9, dans le cas où l'on fait passer une bobine devant l'aimant. Cet élément de circuit est ouvert ici ; il est appelé à être combiné avec d'autres de façon à former un circuit magnétique fermé, prenant en compte le trajet du flux magnétique à travers toutes les bobines et tous les aimants. Pour modéliser la perméance

de l'entrefer, Ostović propose une séparation des cas : lorsque le flux passe complètement (éléments en face l'un de l'autre, surface maximale), la perméance est égale à un maximum G_{max} déterminé par la surface et les matériaux. Lorsque le flux ne passe pas du tout (éléments loin l'un de l'autre, surface nulle), la perméance est nulle. Enfin, pour les cas intermédiaires où les éléments arrivent en face l'un de l'autre (surface partielle), elle est représentée de manière sinusoïdale plutôt que linéaire, de façon à modéliser le fait que le flux ne reste pas toujours perpendiculaire au fer. On a alors l'équation :

$$G(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{si } \theta \leq -a \text{ ou } \theta \geq a, \\ G_{max}, & \text{si } -b \leq \theta \leq b, \\ G_{max}.\frac{1+cos(\pi\frac{\theta+b}{a-b})}{2}, & \text{si } -a \leq \theta \leq -b, \\ G_{max}.\frac{1+cos(\pi\frac{\theta-b}{a-b})}{2}, & \text{si } b \leq \theta \leq a. \end{cases} \tag{3.15}$$

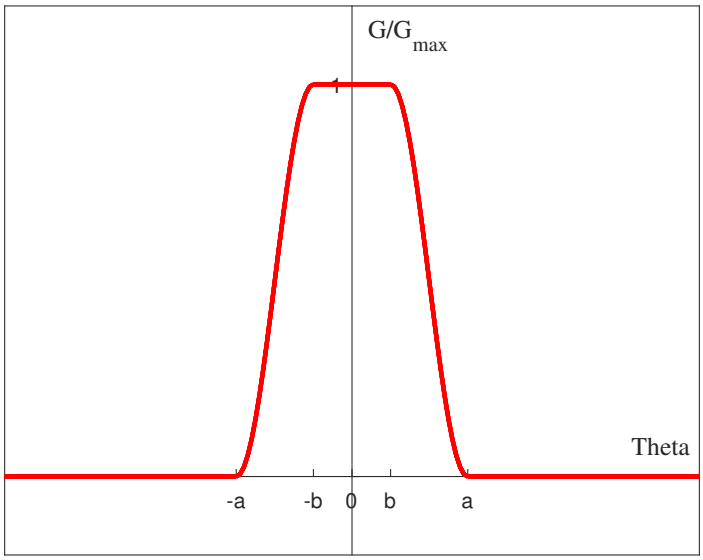


FIGURE 3.10 – Evolution de la perméance de l'entrefer

Le résultat en est présenté sur la figure 3.10. Tant que la réaction d'induit est faible (et donc que les conditions de démagnétisation restent lointaines), la force magnétomotrice de l'aimant reste constante. La description du flux magnétique dans l'entrefer est donc la

même que pour la perméance.

$$\Phi(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{si } \theta \leq -a \text{ ou } \theta \geq a, \\ \Phi_{max}, & \text{si } -b \leq \theta \leq b, \\ \Phi_{max} \cdot \frac{1+cos(\pi\frac{\theta+b}{a-b})}{2}, & \text{si } -a \leq \theta \leq -b, \\ \Phi_{max} \cdot \frac{1+cos(\pi\frac{\theta-b}{a-b})}{2}, & \text{si } b \leq \theta \leq a. \end{cases} \tag{3.16}$$

La représentation sinusoïdale des cas intermédiaires est pratique dès l'instant où on aborde la dérivée du flux, car l'évolution angulaire de la dérivée est elle aussi sinusoïdale, et permet donc de conserver les harmoniques. Par rapport à une interaction aimant-bobine modélisée sous Ansys avec le module Maxwell, seule la rupture de pente issue de la dérivée donne une différence notable (voir figure 3.11). La forme des pics est quant à elle bien respectée. Si ce modèle simplifié est donc loin d'être aussi précis que le calcul des pressions magnétiques issues du tenseur de Maxwell, il est en revanche suffisant pour prédire l'évolution générale et l'amplitude.

$$\frac{d\Phi(\theta)}{d\theta} = \begin{cases} \Phi_{max} \cdot \frac{-\pi.sin(\pi\frac{\theta+b}{a-b})}{2(a-b)}, & \text{si } -a \leq \theta \leq -b, \\ \Phi_{max} \cdot \frac{-\pi.sin(\pi\frac{\theta-b}{a-b})}{2(a-b)}, & \text{si } b \leq \theta \leq a, \\ 0, & \text{ailleurs.} \end{cases} \tag{3.17}$$

L'interaction entre un seul aimant et une seule bobine permet de littéralement construire la dérivée totale du flux magnétique dans l'entrefer, par linéarité et en utilisant le caractère cyclique de la disposition. En effet, une seule bobine recevra successivement le flux de plusieurs aimants, par simple ajout, tandis que la rotation cyclique de plusieurs bobines devant le même aimant fait que chacune d'elles recevra successivement le flux magnétique qui en est issu. L'alternance des polarités des aimants, ainsi que celle du sens de bobinage du cuivre, permet d'inverser le sens des pics individuels de la figure 3.11. Le circuit magnétique doit cependant nécessairement être fermé. Cela ne pose pas de problème dans une machine à pôles lisses, car le flux passera aussi facilement par la bobine que par n'importe quelle autre zone du rotor, en revanche une machine à pôles saillants doit prendre cela en compte. Il faudra alors prendre en considération des paires de bobines. Dans le premier cas cependant, cette considération n'est pas nécessaire, et la disposition de bobines peut autant se construire en fonction de celle des aimants que l'inverse. Les deux ne sont cependant pas indépendants, et l'architecture finale sera de manière générale la même. L'annexe A propose justement plusieurs exemples permettant d'adapter la disposition des éléments de façon à maîtriser la fonction de dérivée spatiale du flux.

Source de tension dans le circuit et gestion de la phase

La description précédente de la répartition spatiale des phénomènes magnétiques révèle toute son importance dans la génération de tension électrique dans la machine à

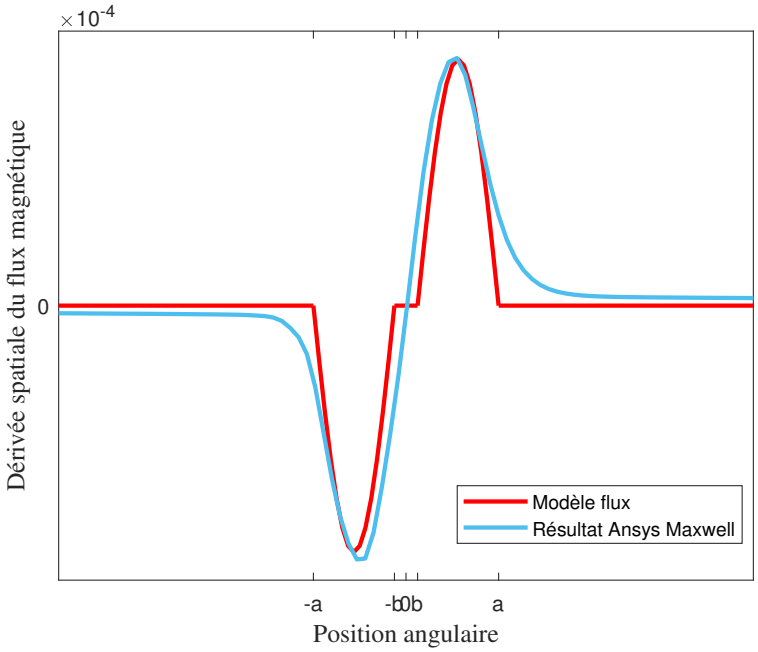


FIGURE 3.11 – Comparaison du modèle avec un résultat de simulation sous Ansys

aimants. En effet, par application de la loi de Faraday, on trouve :

$$e_{FW}(\theta) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Phi}{d\theta}.\dot{\theta} \tag{3.18}$$

La tension générée apparaît donc comme le produit d'une grandeur spatiale, définie entièrement par la disposition des bobines et des aimants, et de la vitesse instantanée de rotation des bobines par rapport aux aimants. C'est donc aussi une fonction de θ. Tous les harmoniques de la dérivée du flux, construits par la méthode précédente, se retrouveront donc dans la tension électrique, du fait de la multiplication avec la composante continue de la vitesse de rotation (vitesse moyenne de rotation). En revanche, celle-ci présente un profil de variation cyclique, dans lequel on retrouve tous les harmoniques dûs au couple acyclique du moteur. Il y aura donc en plus une modulation de tous les harmoniques (multiplication de ceux de la dérivée du flux par ceux de l'oscillation de la vitesse angulaire instantanée), et donc un spectre enrichi. Il peut être intéressant de profiter de cette interaction pour corriger un plus grand nombre d'harmoniques, notamment d'ordre élevé, sans en passer par un ajout dans le profil de $\frac{d\Phi}{d\theta}$, cependant les harmoniques ainsi introduits constituent plutôt un parasitage, du fait des doublements de fréquences qui apparaissent. Qui plus est, l'interaction entre les harmoniques du même ordre, issus du profil de la dérivée du flux et de la vitesse, est susceptible de créer une composante continue dans la tension. En effet, la multiplication de deux fonctions sinusoïdales de même fréquence donne une fonction sinusoïdale de fréquence double additionnée d'une partie constante correspondant au sinus de la différence des phases des deux fonctions. Ces points seront davantage développés à la fin de ce manuscrit.

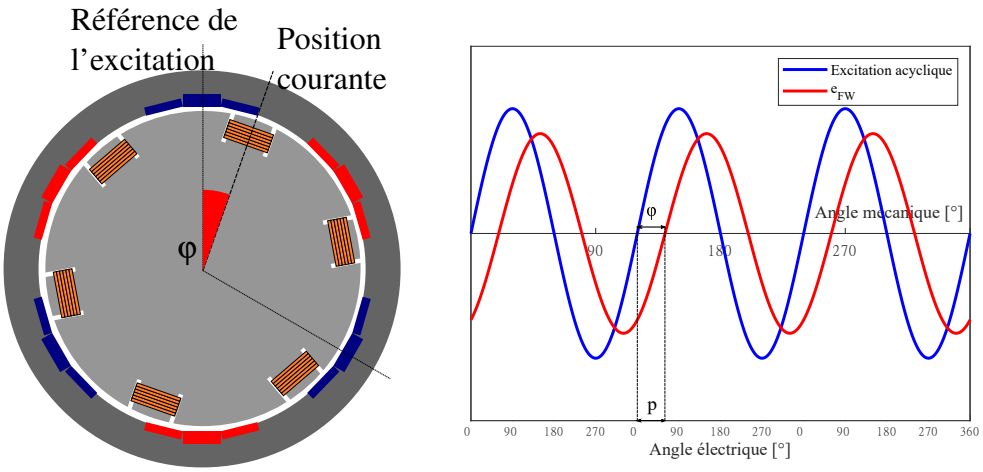


FIGURE 3.12 – Angle de calage

Si l'amplitude de la tension créée par la machine électrique est importante, sa phase l'est encore plus, puisqu'elle conditionne celle du courant et donc l'interaction avec l'étouffeur. Cela est d'autant plus vrai lorsque $\frac{d\Phi}{d\theta}$ regroupe plusieurs harmoniques, car il est en plus nécessaire de gérer le décalage angulaire entre les distributions pour chacun d'eux. En en considérant un seul, c'est la position angulaire à un instant donné (choisi comme l'état initial de l'étude) du rotor par rapport à une référence sur le stator, que l'on note φ, qui va servir de base. Etant donné le caractère cyclique de la distribution, cet angle est régulier tous les $\frac{360^\circ}{n}$, avec n l'ordre de l'harmonique. En passant de l'angle mécanique à l'angle électrique, on introduit donc l'angle de calage p tel que :

$$p = \frac{\varphi}{n} \tag{3.19}$$

Cet angle est donc le déphasage avec lequel la tension considérée plus haut sera appliquée dans le circuit, par rapport à une référence arbitraire, qui se choisit en fonction du profil de la dérivée du flux (voir figure 3.12). Dans ce rapport, cette référence est choisie comme la direction verticale, orientée vers le haut, centrée sur un des aimants de la distribution construisant l'harmonique fondamental. Dans cette position, dans laquelle la bobine est alignée sur l'aimant, le flux est maximal, et sa dérivée est donc nulle. Cette position sert aussi de référence à phase nulle pour l'excitation acyclique sur le volant avant. La variable p peut donc aussi s'interpréter comme un déphasage entre la perturbation d'un côté, et la tension issue d'un des générateurs de tension, de l'autre.

Montage monophasé et conséquences

Il est à noter que la machine à aimants, même en présence de plusieurs voies d'enroulements parallèles, ne représente qu'un unique dipôle électrique. C'est donc, contrairement à ce qui est couramment utilisé, une machine monophasée. Par rapport

aux machines triphasées, ces machines se caractérisent par une oscillation de couple électromagnétique très marquée, du fait de l'oscillation du courant lui même. S'il serait facile de faire un montage triphasé sur une telle machine, de façon à limiter l'oscillation de couple et augmenter la puissance, les deux circuits restant ne seraient pas utilisés (sauf à considérer une multitude de circuits reliés à des transducteurs électromagnétiques par un montage électrique plus complexe, ce qui ne sera pas le cas du présent manuscrit). Il y aurait donc une charge électromagnétique surnuméraire sans autre intérêt qu'une dissipation d'énergie par effet Joule, associée à une limitation de l'effet recherché, à savoir une oscillation pilotée du couple électromagnétique créé par la machine à aimants.

Le montage monophasé proposé semble donc le plus adapté à l'étude menée. En contrepartie, toutes les connaissances théoriques et les méthodes pratiques développées pour l'étude de la machine triphasée, et notamment les transformations de Park ou de Clarke, ne seront pas utilisables ici.

Couple électromagnétique d'une machine monophasée

Les machines synchrones monophasées à aimants permanents étant plutôt rares par rapport aux triphasées, la littérature à leur sujet est assez restreinte. C'est notamment le cas pour l'étude du couple électromagnétique qu'elles créent. Elles ont fait cependant l'objet de recherches au cours des années 1970, notamment par Schemmann ([SCH 71]), puis de quelques investigations jusque la fin des années 1990, menées par Altenbernd ou Strahan entre autres ([ALT 91], [STR 98]). Ces auteurs présentent notamment une méthode d'estimation analytique du couple électromagnétique basée sur les travaux virtuels, largement utilisée depuis, qui repose sur l'hypothèse que l'énergie magnétique stockée W_{mag}, ainsi que sa co-énergie $W_{c,mag}$, sont des fonctions d'état du courant i_{FW} circulant dans le bobinage et de la position angulaire θ du rotor par rapport au stator.

$$dW_{c,mag} = \frac{\partial W_{c,mag}}{\partial i_{FW}}.di_{FW} + \frac{\partial W_{c,mag}}{\partial \theta}.d\theta = \Lambda.di_{FW} + C_{EM}.d\theta \tag{3.20}$$

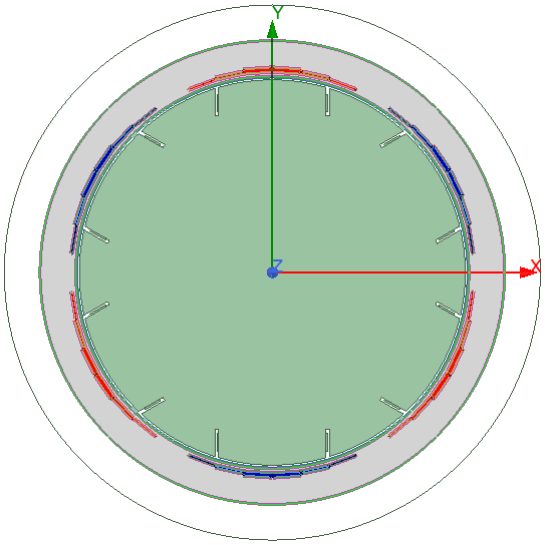
$$C_{EM} = \frac{\partial W_{c,mag}(i,\theta)}{\partial \theta} = i_{FW}.\frac{\partial \Lambda(i_{FW},\theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial W(i_{FW},\theta)}{\partial \theta} \tag{3.21}$$

Une identification dans cette équation donne la définition du couple électromagnétique comme la dérivée par rapport à la position angulaire de la co-énergie, ce qui permet ensuite de la lier avec l'énergie magnétique. La variable Λ correspond ici au flux magnétique capté par l'ensemble des conducteurs du circuit. En l'absence de saturation, sa valeur est la somme de celle dû aux aimants (Φ, décrit ci-dessus) et de celle liée au circuit électrique, en notant L le coefficient d'auto-inductance de ce circuit.

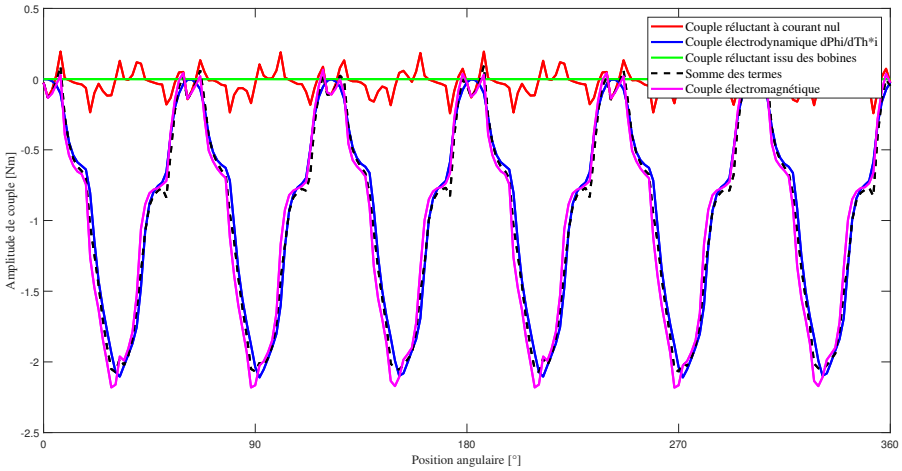
$$\Lambda = \Phi(\theta) + L(\theta).i_{FW} \tag{3.22}$$

On a de plus, en considérant une description linéaire de l'énergie magnétique, l'expression suivante :

$$W = W(i=0,\theta) + \frac{1}{2}L(\theta).i_{FW}^2 \tag{3.23}$$



(a) Modèle de machine à aimants



(b) Représentation des termes du couple électromagnétique

FIGURE 3.13 – Exemple de couple électromagnétique

En réinjectant ces équations dans la précédente, on obtient une expression usuelle du couple électromagnétique :

$$C_{EM} = -\frac{\partial W(i=0,\theta)}{\partial \theta} + \frac{d\Phi}{d\theta}.i_{FW} + \frac{1}{2}\frac{dL(\theta)}{d\theta}.i_{FW}^2 \tag{3.24}$$

D'après Strahan et Schemmann, cette expression donne une bonne représentation du couple par rapport aux mesures effectuées, cependant il est entendu ici qu'il s'agit d'une approximation. Notamment, l'hypothèse de la fonction d'état suppose une indépendance des variables utilisées, ce qui n'est pas le cas, le courant étant au contraire produit de manière alternative, donc très dépendant de la position angulaire. Nous verrons cependant

qu'elle est utilisable en première approche.

Regardons de plus près ces trois termes. Le premier correspond au couple réluctant fourni par les aimants, donc en l'absence de courant. C'est un couple cyclique, dépendant de la position angulaire et de la distribution des aimants uniquement. Par conséquent, sa description est la même quelle que soit la vitesse de rotation ou le courant dans les bobines. Il peut donc se voir comme un couple résistant pur. Il se détermine expérimentalement ou numériquement, en considérant un bobinage en circuit ouvert. Le deuxième terme, le couple électrodynamique, est prépondérant dans la réponse d'après la littérature, du moins dès lors que le courant est important. On y retrouve la dérivée spatiale du flux magnétique total, multiplié par le courant. Par conséquent, la fonction $\frac{d\Phi}{d\theta}$ construite précédemment peut se voir comme le coefficient de transduction, spatialement périodique, d'un convertisseur électromécanique (le couple étant dépendant du courant, et la tension générée de la vitesse de rotation). Le troisième terme est enfin le couple réluctant dû au courant dans les bobines. Il dépend de la variation spatiale de l'inductance, et donc de la saillance de la machine électrique. La construction de la machine peut donc viser à réduire cette valeur, ce qui permet de négliger ce couple résultant pour des courants faibles ou moyens.
Afin de se donner une meilleure idée de la précision de cette approximation analytique, on peut une fois encore comparer son résultat à celui obtenu par le calcul des pressions magnétiques (obtenu en utilisant le logiciel Ansys Maxwell). Le cas particulier présenté en figure 3.13 concernera ici une distribution d'aimants construisant un harmonique d'ordre 6 pour le couple (donc d'ordre 3 pour la tension), à une vitesse de rotation de 1200 rpm. Le rotor comporte trois paires de pôles, et chaque bobinage compte dix tours. La résistance totale du circuit est de 4 Ω et son auto-inductance totale vaut 0.1 mH. Du fait de la présence d'une unique phase, il n'y a pas d'inductance mutuelle. Dans cet exemple, même avec un courant ayant une amplitude de crête de 8 A, le terme réluctant issu des bobines est négligeable. Le couple électromagnétique total calculé est d'ailleurs très proche du couple électrodynamique seul, qui constitue donc le terme principal dès lors que la puissance devient importante, ce qui est le cas dans les hautes vitesses. Pour des puissances plus faibles et une même distribution d'aimants, la réluctance qu'ils imposent peut devenir le terme principal du couple électromagnétique. A noter aussi dans cet exemple la présence assez marquée des harmoniques impairs du fondamental, du fait de la sectorisation des pôles magnétiques et des variations locales du flux, conséquence de la description présentée en figure 3.11.

Equations du mouvement

Il reste encore à aborder les excitations extérieures s'appliquant sur les VCA embarqués, à savoir les effets gravitationnels (à défaut d'une symétrie de révolution complète autour de l'axe de rotation) et les effets de la force d'inertie d'entraînement (du fait du caractère non galiléen du référentiel lié au vilebrequin en rotation). La gravité va simplement rajouter une excitation d'ordre 1 sur les masses mobiles des étouffeurs accordés, avec une

phase φ_0 dépendant de leur position initiale. Dans notre cas, l'harmonique d'ordre 1 reste dans les basses fréquences, et n'apparaît pas dans le couple acyclique idéal. Cette excitation, d'amplitude faible, n'aura donc que peu d'impact et n'affectera pas le comportement dynamique pour les autres harmoniques.

$$C_{grav}(\theta) = R_{TMD}.m_{TMD}.g.cos(\theta+\varphi_0) \tag{3.25}$$

La force d'inertie d'entraînement s'écrit quant à elle :

$$\vec{F_{ie}} = -m_{TMD}.\vec{a_{ie}} = m_{TMD}.R_{TMD}.\dot{\theta}_1^2.\vec{e_r} - m_{TMD}.R_{TMD}.\ddot{\theta}_1.\vec{e_\theta} \tag{3.26}$$

La composante centrifuge ne crée pas de couple tant que le centre de gravité est situé radialement, et n'est donc pas prise en compte dans la dynamique. En revanche, la composante tangentielle est à l'origine d'un couple supplémentaire sur les TMD :

$$\begin{aligned} C_{ie} &= (R_{TMD}.\vec{e_r} \times (-m_{TMD}.R_{TMD}.\ddot{\theta}_1.\vec{e_\theta})).\vec{e_z} \\ &= -m_{TMD}.R_{TMD}^2.\ddot{\theta}_1 \\ &= -I_0.\ddot{\theta}_1 \end{aligned} \tag{3.27}$$

A partir de la figure 3.5 et de la modélisation précédente, il est désormais possible de construire les équations du mouvement du vilebrequin équipé de l'amortisseur hybride. La partie électrique fera l'objet de la section suivante. On a donc les équations couplées suivantes :

$$\begin{cases} I_{0,j}.(\ddot{\theta}_{0,j}+\ddot{\theta}_1) + c_{TMD}.(\dot{\theta}_{0,j}-\dot{\theta}_1) + k_{TMD}.(\theta_{0,j}-\theta_1) + T_{TMD}.R_{TMD}.i_{TMD} \\ = R_{TMD}.m_{TMD}.g.cos(\theta+\varphi_0) \\ I_1.\ddot{\theta}_1 + c_{TMD}.(n.\dot{\theta}_1 - \Sigma\dot{\theta}_{0,j}) + k_{TMD}.(n.\theta_1 - \Sigma\theta_{0,j}) + c_1.(\dot{\theta}_1-\dot{\theta}_2) + k_1.(\theta_1-\theta_2) \\ - n.T_{TMD}.R_{TMD}.i_{TMD} = 0 \\ I_2.\ddot{\theta}_2 + c_1.(\dot{\theta}_2-\dot{\theta}_1) + k_1.(\theta_2-\theta_1) + c_2.(\dot{\theta}_2-\dot{\theta}_3) + k_2.(\theta_2-\theta_3) = C_{m,1} \\ I_3.\ddot{\theta}_3 + c_2.(\dot{\theta}_3-\dot{\theta}_2) + k_2.(\theta_3-\theta_2) + c_3.(\dot{\theta}_3-\dot{\theta}_4) + k_3.(\theta_3-\theta_4) = C_{m,2} \\ I_4.\ddot{\theta}_4 + c_3.(\dot{\theta}_4-\dot{\theta}_3) + k_3.(\theta_4-\theta_3) + c_4.(\dot{\theta}_4-\dot{\theta}_5) + k_4.(\theta_4-\theta_5) = C_{m,3} \\ I_5.\ddot{\theta}_5 + c_4.(\dot{\theta}_5-\dot{\theta}_4) + k_4.(\theta_5-\theta_4) + c_5.(\dot{\theta}_5-\dot{\theta}_6) + k_5.(\theta_5-\theta_6) = C_{m,4} \\ I_6.\ddot{\theta}_6 + c_5.(\dot{\theta}_6-\dot{\theta}_5) + k_5.(\theta_6-\theta_5) + c_6.(\dot{\theta}_6-\dot{\theta}_7) + k_6.(\theta_6-\theta_7) = C_{m,5} \\ I_7.\ddot{\theta}_7 + c_6.(\dot{\theta}_7-\dot{\theta}_6) + k_6.(\theta_7-\theta_6) + c_7.(\dot{\theta}_7-\dot{\theta}_8) + k_7.(\theta_7-\theta_8) = C_{m,6} \\ I_8.\ddot{\theta}_8 + c_7.(\dot{\theta}_8-\dot{\theta}_7) + k_7.(\theta_8-\theta_7) + \dfrac{d\Phi}{d\theta_8}(\theta_8).i_{FW} = -C_r - \dfrac{\partial W_{c,mag}^0}{\partial\theta_8} \end{cases} \tag{3.28}$$

On peut en effet considérer n VCA indépendants, en considérant que leurs inertie, raideur et amortissement sont égaux entre eux. Ils sont alors tous accordés de la même manière, et leur effet est cumulatif. L'inertie résultante I_0 est alors la somme de toutes les inerties individuelles. On constate aussi que toutes ces équations sont linéaires, à l'exception de la dernière, du fait de l'interaction entre le courant dans la machine à aimants et la fonction représentant la dérivée du flux, qui sont deux fonctions harmoniques, l'une cyclique, et l'autre dépendant à la fois de l'angle et du temps.

3.2 Fonctionnement et pilotage en mode couplé

3.2.1 Circuit électrique, phase du courant et pilotage

Le circuit électrique décrit dans cette partie est un élément clé du pilotage du système hybride, puisqu'il crée en plus du couplage mécanique précédent un couplage électrique. Par construction, il détermine la phase du courant circulant dans l'étouffeur, et donc l'amélioration des performances d'amortissement. Il détermine aussi une grande partie du couple électromagnétique créé par la machine à aimants, et donc sa phase relative par rapport à la variation de vitesse en sortie du vilebrequin. Deux principaux leviers d'actions sont possibles pour piloter le courant dans les deux transducteurs. Le premier est la modification des valeurs d'impédance électrique, et le second l'architecture même du circuit. En effet, l'idéal dans cette situation serait de bénéficier d'un circuit déphaseur, mais il n'est pas réalisable avec des composants passifs, et le circuit aura nécessairement un effet sur l'amplitude du courant en même temps que sur sa phase. Ces deux leviers peuvent donc permettre d'ajuster à la fois l'ordre et les fréquences de coupure de ces filtres électriques, de façon à ajuster au mieux l'amplitude et la phase du courant dans les VCA par rapport au besoin.

Circuit RL série

Chacun des deux transducteurs électromagnétiques considérés se modélisent comme une source de tension (dont la valeur est liée au comportement dynamique, comme indiqué au-dessus) en série avec une résistance et une auto-inductance. La manière la plus immédiate de former un circuit à partir de ces composants est donc de brancher les transducteurs l'un sur l'autre, directement ou en rajoutant des composants de même nature (impédance Z_c). On obtient alors le circuit RL série schématisé sur la figure 3.14, présentant un comportement passe-bas du premier ordre.

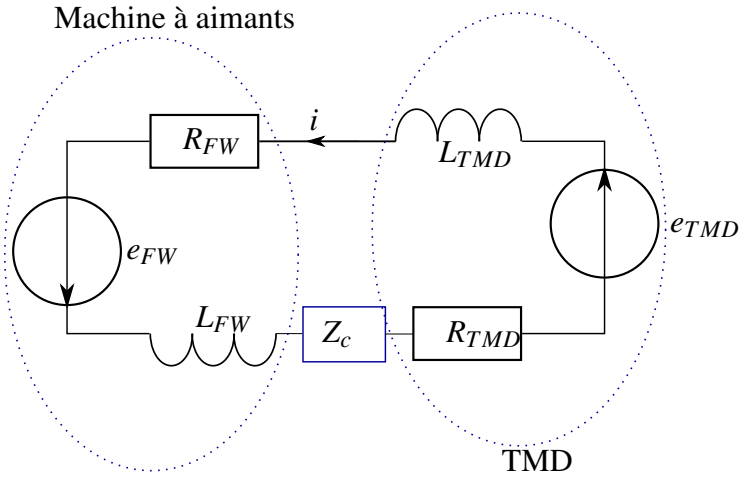


FIGURE 3.14 – Circuit RL série

L'ensemble de l'analyse menée ici utilisera le formalisme de Laplace, par souci de simplification dans l'écriture et l'analyse des filtres. Cependant, il est entendu que ce formalisme ne peut pas directement être transposé à des équations en angle : la variable de Laplace n'aurait alors plus le même sens (puisqu'elle serait alors la variable duale de la position angulaire et non plus du temps). Écrivons donc déjà l'équation électrique correspondant à ce circuit, dans le domaine temporel :

$$\begin{aligned} e_{TMD} + e_{FW} &= (R_{TMD} + R_{FW} + R_{Z_c}).i + (L_{TMD} + L_{FW} + L_{Z_c}).\frac{di}{dt} \\ e_{RL} &= R.i + L.\frac{di}{dt} \end{aligned} \tag{3.29}$$

$$e_{RL}(t) = -\frac{d\Phi}{dt} - 2\pi.r_c.B_r.n.\frac{dx(t)}{dt} \tag{3.30}$$

Tous les composants étant placés en série, ils peuvent être regroupés. La résistance et l'inductance totales du circuit est donc logiquement la somme de chaque impédance, tandis que les deux générateurs de tension n'en forment plus qu'un, dont l'expression est donnée par application des équations 3.11 et 3.18. Sous forme canonique, la fonction de transfert (dans le domaine de Laplace) entre la tension et le courant est donc :

$$\frac{I(s)}{E_{RL}(s)} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R}s} \tag{3.31}$$

A basses fréquences, la phase du courant sera donc très proche de celle de la tension équivalente, mais pourra être ajustée dans la gamme de fréquences d'intérêt en adaptant la valeur du rapport $\frac{L}{R}$. Cependant, cet ajustement est limité à un retard maximal de 90°, et par les limitations physiques en terme d'inductance et de résistance. Chacune présente en effet une valeur seuil (apportée par les transducteurs), tandis que l'auto-inductance reste limitée à des valeurs relativement faibles, et est difficilement paramétrable. Afin d'élargir les possibilités de pilotage, il est aussi possible d'inverser les bornes de branchement des transducteurs, la tension équivalente n'en étant alors plus la somme, mais la différence. Cette action a cependant aussi un effet sur l'amplitude de la tension, et perd de son sens dès que l'angle de calage p, qui gouverne la tension issue de la machine à aimants, est un paramètre pilotable (puisqu'il suffirait alors d'en inverser la phase). Tant que l'influence relative de e_{FW} par rapport à e_{TMD} est grande, cette dernière méthode semble de fait la plus adaptée au circuit RL série, et sera alors adoptée dans le cas du banc d'essai abordé par la suite.

Circuit RLC série

L'impédance rajoutée au circuit, Z_c, peut aussi intégrer celle de condensateurs. Ce faisant, le comportement du filtre est changé, et on passe à un passe-bande du 2e ordre. En notant q la charge électrique, on trouve en effet l'équation :

$$e_{RLC} = e_{TMD} + e_{FW} = \frac{1}{C_{Z_c}}.q + (R_{TMD} + R_{FW} + R_{Z_c}).\dot{q} + (L_{TMD} + L_{FW} + L_{Z_c}).\ddot{q} \tag{3.32}$$

La fonction de transfert entre le courant est la tension devient donc :

$$\frac{I(s)}{E_{RLC}(s)} = \frac{\frac{1}{C_{Z_c}.s}}{1+R.C_{Z_c}.s+L.C_{Z_c}s^2} \tag{3.33}$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C_{Z_c}}} \tag{3.34}$$

On peut alors considérer l'inductance constante, tandis que la capacité servira à ajuster la fréquence. En termes de phase, le filtre du second ordre offre un passage de +90° à -90° autour de la fréquence critique ω_c. L'amortissement correspondant est piloté par la résistance, tandis que la modification de la capacité permet de se placer à la phase souhaitée. La grande différence par rapport au circuit RL série est la présence d'une résonance en courant. Du fait du caractère passe-bande du filtre, c'est seulement autour de cette fréquence que l'amplitude de courant peut être suffisante pour être exploitable. En conséquence, soit le pilotage se fait par ajustement de la capacité avec une perte conséquente de courant, soit il est nécessaire de se placer au niveau du comportement résonant pour garder une certaine amplitude, avec une phase ajustée avec p. Dans ce dernier cas, l'amortissement nécessaire à une utilisation sécurisée implique une résistance potentiellement conséquente dans le circuit, entraînant une importante dissipation d'énergie par effet Joule.

Circuit RLC parallèle

Rien n'oblige cependant à brancher les transducteurs en série. Le cas le plus général, que nous étudierons dans ce paragraphe, est celui d'un circuit RLC parallèle, dans lequel les trois composants électriques se retrouvent dans chaque branche. Cette situation est schématisée sur la figure 3.15.

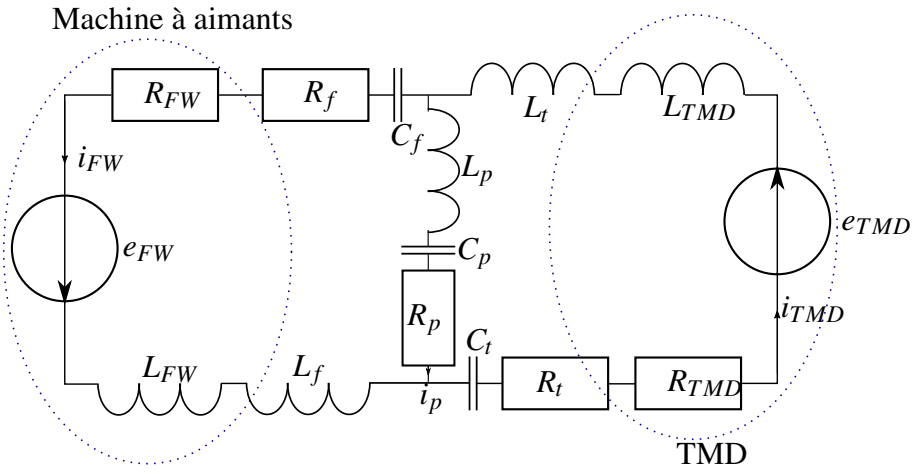


FIGURE 3.15 – Circuit RLC parallèle

L'avantage par rapport aux cas précédents est une séparation des courants dans les transducteurs. Ils ont alors chacun une amplitude et une phase propre, ce qui offre plus de latitude pour le pilotage, mais ne sont pas indépendants pour autant. Par application de la loi des mailles, les équations dans le domaine temporel sont donc :

$$\begin{pmatrix} e_{TMD} \\ e_{FW} \\ \dot{q}_p \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{TMD}+L_t+L_p & R_{TMD}+R_t+R_p & \frac{1}{C_t}+\frac{1}{C_p} & -L_p & -R_p & -\frac{1}{C_p} \\ -L_p & -R_p & -\frac{1}{C_p} & L_{FW}+L_f+L_p & R_{FW}+R_f+R_p & \frac{1}{C_f}+\frac{1}{C_p} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \ddot{q}_{TMD} \\ \dot{q}_{TMD} \\ q_{TMD} \\ \ddot{q}_{FW} \\ \dot{q}_{FW} \\ q_{FW} \end{pmatrix} \tag{3.35}$$

De ces équations couplées, on peut tirer l'expression des courants dans le domaine fréquentiel en fonction des tensions :

$$\begin{pmatrix} I_{TMD}(s) \\ I_{FW}(s) \end{pmatrix} = \frac{s}{det(s)} \cdot \begin{bmatrix} (L_{FW}+L_f+L_p)s^2+(R_{FW}+R_f+R_p)s+\frac{1}{C_f}+\frac{1}{C_p} & L_p s^2+R_p s+\frac{1}{C_p} \\ L_p s^2+R_p s+\frac{1}{C_p} & (L_{TMD}+L_t+L_p)s^2+(R_{TMD}+R_t+R_p)s+\frac{1}{C_t}+\frac{1}{C_p} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{TMD}(s) \\ E_{FW}(s) \end{pmatrix} \tag{3.36}$$

avec :

$$\begin{aligned} det(s) = & \left((L_{TMD}+L_t+L_p)(L_{FW}+L_f+L_p)-L_p^2\right).s^4 \\ & + \left((L_{TMD}+L_t+L_p)(R_{FW}+R_f+R_p)+(R_{TMD}+R_t+R_p)(L_{FW}+L_f+L_p)\right).s^3 \\ & + \left((L_{TMD}+L_t+L_p)(\frac{1}{C_f}+\frac{1}{C_p})+(\frac{1}{C_t}+\frac{1}{C_p})(L_{FW}+L_f+L_p)+(R_{TMD}+R_t+R_p)(R_{FW}+R_f+R_p)-R_p^2\right).s^2 \\ & + \left((R_{TMD}+R_t+R_p)(\frac{1}{C_f}+\frac{1}{C_p})+(\frac{1}{C_t}+\frac{1}{C_p})(R_{FW}+R_f+R_p)\right).s \\ & \left(\frac{1}{C_t}+\frac{1}{C_p}\right)\left(\frac{1}{C_f}+\frac{1}{C_p}\right)-\frac{1}{C_p^2} \end{aligned} \tag{3.37}$$

Dans cette configuration, il y a jusqu'à neuf paramètres pilotables. Cependant, certains d'entre eux peuvent être simplifiés. En effet, tant qu'il n'y a pas de résonance de courant sur la branche parallèle, la résistance R_p va ici surtout dissiper de l'énergie. On peut donc déjà chercher à minimiser sa valeur. De même, les auto-inductances ne sont pas facilement paramétrables, et peuvent donc être considérées comme des constantes. Cela laisse donc cinq paramètres modifiables. Parmi eux, les deux résistances ont un effet assez conséquent sur l'amortissement de la résonance, et donc sur l'énergie dissipée dans chacune des mailles. Le suivi en fréquence peut alors se faire par les trois capacités, qui ont un impact sur les pics de résonance ainsi que sur les antirésonances, par exemple en les intégrant dans des échelles de condensateurs pilotés par des interrupteurs. Cette méthode de pilotage ne fera cependant pas l'objet d'autres développement dans ce manuscrit.

3.2.2 Analyse paramétrique - test des paramètres pour le MDE8

En combinant les équations du mouvement 3.28 avec l'une des équations électriques précédentes, on obtient un système couplé d'équations multi-physiques caractérisant

entièrement le comportement dynamique de l'amortisseur couplé. Chacun des paramètres alors introduit par rapport au vilebrequin passif aura un impact sur la torsion et l'acyclisme. Pour en évaluer l'influence, une analyse paramétrique est effectuée sur le cas de référence. Un circuit RL série est choisi, avec pour objectif la correction de l'harmonique d'ordre 6, et le modèle est implémenté dans le logiciel MATLAB Simulink, en utilisant la position angulaire comme variable de calcul plutôt que le temps. La relation angle-temps se fait en divisant à chaque itération par la vitesse angulaire instantanée, et sera l'objet de développements plus larges dans le chapitre suivant.
La distribution aimants-bobines est conçue pour corriger uniquement le H_6, suivant la méthode expliquée précédemment. On peut donc approximer la dérivée spatiale du flux par une fonction sinusoïdale caractérisée par son amplitude et sa phase :

$$\frac{d\Phi}{d\theta} = T_{FW}.sin\,(6\theta + p) \tag{3.38}$$

La modélisation se fait en discrétisant la plage de vitesses 600-2600 rpm tous les 100 rpm, et en modifiant la valeur de p jusqu'à minimiser la torsion mesurée (ce qui correspond à placer le couple inertiel exercé par le TMD en opposition de phase par rapport à l'excitation acyclique). p n'est en effet pas constant sur l'ensemble de la plage de vitesses, et est adapté en fonction de la situation (vitesse de rotation, valeurs des différents paramètres, etc). Les graphes suivants présentent aussi, en complément, le comportement jusque 3300 rpm, mais le couple acyclique n'a alors plus de soutien physique, et est considéré constant égal à la valeur pour 2600 rpm. Pour chacun des cinq paramètres de l'amortisseur hybride, on sélectionne une valeur de référence, représentée en gras dans le tableau 3.2, ainsi que deux autres valeurs d'un ordre de grandeur plausible. L'excitation quant à elle ne prend en compte presque uniquement les effets des gaz de combustion du moteur, les effets inertiels étant très faibles pour l'harmonique considéré. La torsion présentée correspond à la différence de position angulaire entre le 1er degré de liberté du vilebrequin (à l'avant) et le volant d'inertie. La vitesse de sortie est la vitesse angulaire du volant d'inertie, en fonction de sa position angulaire θ_8.

TABLEAU 3.2 – Valeurs pour l'analyse paramétrique

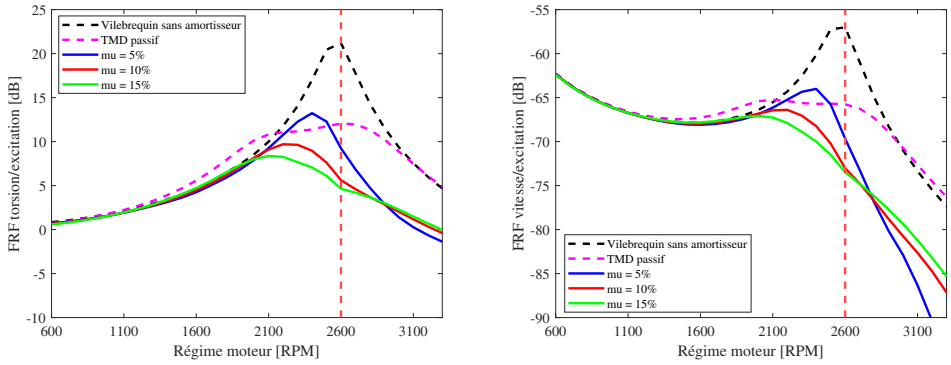
Paramètre	Unité	1re valeur	2e valeur	3e valeur
Rapport modal μ	-	5%	**10%**	15%
Résistance R	Ω	2	**4**	8
Inductance L	mH	1	**2**	4
Coefficient de transduction T_{TMD}	Nm/A	1	5	**10**
Amplitude de la distribution T_{FW}	Nm/A	0.1	**0.2**	0.4

En pratique, les valeurs ne sont pas indépendantes les unes des autres. Choisir un VCA plutôt qu'un autre changera à la fois la masse de l'étouffeur, et donc μ, la résistance,

l'auto-inductance, et bien entendu T_{TMD}, qui dépend quant à lui aussi de la distance à l'axe de rotation de l'arbre. Le choix est fait ici de les considérer indépendants pour comprendre leur impact séparé, mais la conception d'un amortisseur pour un moteur particulier nécessitera de faire un compromis entre tous les effets observés. En termes d'étendue de valeurs, les VCA industriels permettent des coefficients de transduction entre 1 N/A et 20 N/A environ pour les tailles qui nous intéressent. Avec un rayon d'excentration compris entre 3 et 10 cm, pour garder un encombrement limité dans le moteur, et un nombre de transducteurs compris entre 2 et 6 par exemple, cela permet une étendue allant de 0.06 Nm/A à 12 Nm/A. T_{FW} dépend lui des aimants et du bobinage, et n'est en pratique que peu limité (il est assez facile d'augmenter le nombre de spires). Sa valeur est choisie en fonction de la vitesse de rotation à laquelle l'amortisseur opère, et dans notre gamme de vitesses, une amplitude inférieure à 1 Vs/rad est suffisante tant que la résistance est faible. En l'absence d'ajout de résistances dans le circuit, celle-ci sera comprise entre 2 et 30 Ω environ. L'auto-inductance reste quant à elle de l'ordre de quelques mH. Pour la comparaison avec le comportement d'un amortisseur passif classique, la valeur de référence de $\mu = 10\%$ est choisie par souci de cohérence.

Effet du paramètre mécanique μ

Sur un amortisseur passif, le paramètre μ a principalement deux impacts. En premier lieu, plus sa valeur est grande, et plus l'amplitude de la réponse est faible par rapport au cas non amorti. En effet, une masse (ou ici une inertie) plus importante est mieux à même de stocker une partie de l'énergie cinétique qui aurait autrement fait vibrer le système primaire. La raideur augmentant aussi proportionnellement, une autre partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie potentielle, accentuant encore l'effet. Le deuxième impact est l'élargissement de la bande de fréquences affectées par l'amortisseur.



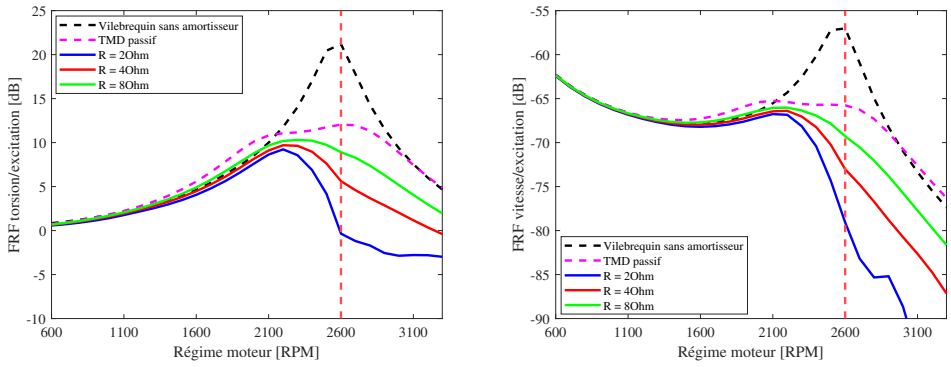
(a) Torsion (b) Vitesse de sortie

FIGURE 3.16 – Effet de μ sur le comportement dynamique

Pour l'amortisseur hybride, on constate sur la figure 3.16 que l'augmentation de μ entraîne aussi une diminution de l'amplitude des oscillations. On remarque cependant

l'absence d'un double pic, au profit d'une unique bosse dont la fréquence diminue avec le rapport d'inerties. En effet, plus la masse de l'étouffeur est faible, plus son débattement est important à excitation égale. Ce débattement plus important augmente l'influence de e_{TMD} dans le circuit électrique, or celui-ci crée un courant qui s'oppose, par loi de Lenz, au déplacement. Avant la résonance, ce phénomène tend à dégrader les performances de l'amortisseur hybride, qui sont visiblement bien meilleures une fois la fréquence de résonance passée. Par conséquent, l'importance relative de la part de courant créée par la génératrice diminue au profit d'un courant qui ne peut que dégrader l'effet amortisseur du TMD passif. On constate ainsi qu'un ratio μ de 5% est trop faible dans ces conditions pour améliorer les qualités d'amortisseur sur l'ensemble de la gamme de fréquences : il devient efficace surtout aux hautes vitesses, là où l'effet du courant est prédominant, et où la légèreté permet d'augmenter le déplacement de l'oscillateur. A des ratios de l'ordre de 10 à 15% en revanche, l'amplitude de la réponse est tirée vers le bas sur toute la bande de fréquences autour de la résonance. Par contre, l'effet est dans tous les cas négligeable à basse vitesse. En effet, l'amortisseur ne bouge pas naturellement à ces fréquences, et le forçage de son déplacement à basse fréquence n'entraîne pas un effet important sur la réponse, du moins avec ce niveau de courant. A noter, seul l'effet de la partie "étouffeur" est visible dans cette analyse sur la réponse en vitesses. Comme il n'y a qu'un seul harmonique corrigé, le couple électromagnétique créé par la machine à aimants est un harmonique double (ici d'ordre 12), modulé par la torsion.

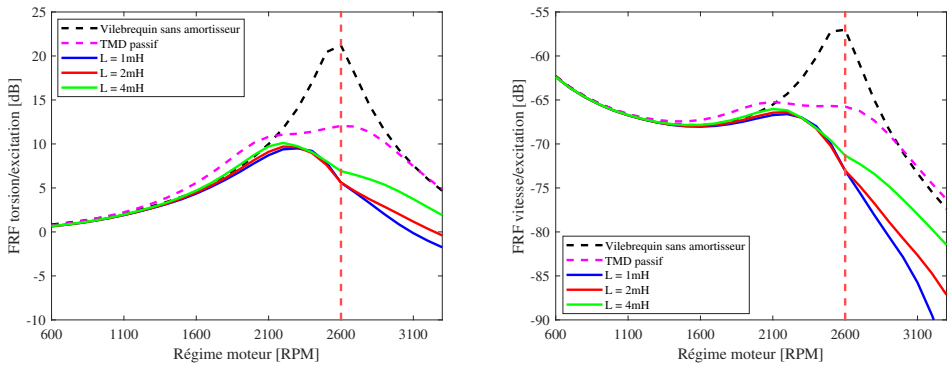
Effet des paramètres électriques R et L



(a) Torsion (b) Vitesse de sortie

FIGURE 3.17 – Effet de la résistance sur le comportement dynamique

Les paramètres électriques n'ont un effet direct que sur l'équation électrique du système couplé. Par conséquent, ils n'affectent que le comportement du courant par rapport aux sources de tension, et en retour l'effort électromagnétique appliqué par les deux transducteurs.



(a) Torsion (b) Vitesse de sortie

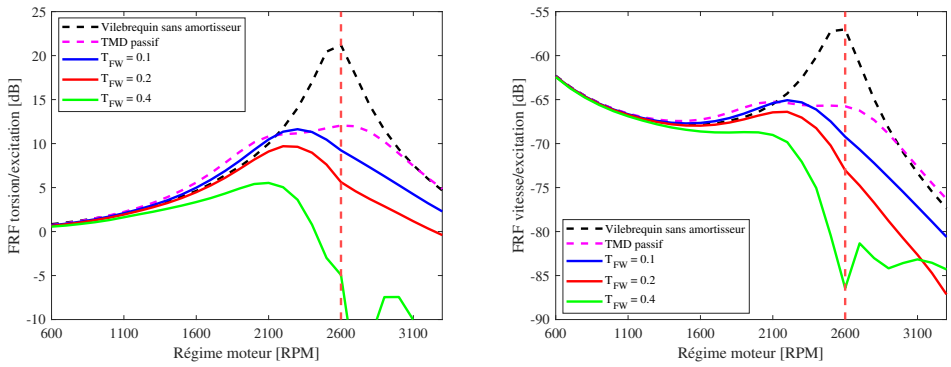
FIGURE 3.18 – Effet de l'auto-inductance sur le comportement dynamique

L'auto-inductance a un impact d'opposition transitoire à l'établissement du courant dans le circuit, de manière analogue à une masse dont l'inertie s'oppose au mouvement. Avec un courant alternatif, son principal effet est donc un déphasage du courant par rapport à la tension, plus ou moins marqué suivant la fréquence. Pour le circuit RL, le comportement est, rappelons-le, celui d'un filtre passe-bas d'ordre 1. L'auto-inductance joue donc sur la fréquence de coupure du filtre. En plus du déphasage que cela entraîne, l'amplitude du courant à haute fréquence est aussi affectée. C'est alors le ratio $\frac{L}{R}$ qui est à regarder, et à ajuster en fonction du besoin. Pour les cas étudiés, un doublement ou une réduction de moitié de l'inductance a un impact mineur sur les oscillations du vilebrequin. On peut cependant noter sur la figure 3.18 qu'avec une inductance plus faible (1 mH), la fréquence du pic d'oscillations est légèrement plus élevée, mais l'amplitude de la torsion est plus faible, notamment aux plus hautes fréquences, qu'avec une inductance élevée (4 mH).

La résistance électrique est quant à elle analogue à un amortisseur mécanique, et est responsable de la dissipation d'une partie de l'énergie fournie par effet Joule. A puissance apportée égale, une augmentation de la résistance entraîne donc une diminution de l'amplitude du courant dans le circuit (ce qui est parfaitement notable dans l'équation 3.31). Sur l'étouffeur, cela entraîne donc une réduction de l'effort mécanique apporté par l'hybridation. Il se comporte donc moins comme un amortisseur actif. Avec une résistance élevée, le comportement tend vers celui d'un TMD passif, avec des performances diminuées (figure 3.17). On peut cependant noter que quelle que soit la résistance, la présence de l'effort apportée par l'hybridation permettra toujours une amélioration des performances par rapport au cas passif, tant que les autres paramètres sont correctement ajustés.

Effet des paramètres de couplage T_{TMD} et T_{FW}

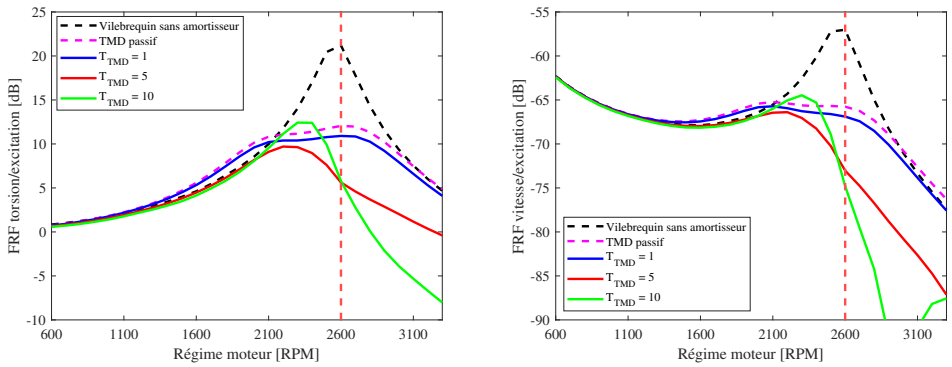
Les paramètres de couplage ont un effet double, puisqu'ils font justement le lien entre les aspects mécaniques et électriques du système hybride. Dans le cas mono-harmonique, T_{FW} n'affecte cependant que le comportement électrique. Il correspond approximativement à un potentiomètre ajustant la tension crée par la génératrice, et donc le courant issu de celle-ci. On a alors une proportionnalité entre ce paramètre et l'amplitude du courant dans le circuit électrique, ce qui est particulièrement visible sur la figure 3.19. L'augmentation de ce paramètre correspond à une amélioration des performances, tout comme le gain pour un AMD. Et de manière analogue, il ne sera limité que par la capacité du circuit à tolérer tel ou tel niveau de courant (avec les pertes Joule correspondantes). On peut noter aussi qu'une réduction de ce paramètre à des niveaux faibles rapproche le comportement de l'amortisseur hybride de celui d'un shunt électromagnétique : les performances sont dégradées avant la résonance, et améliorées ensuite. En effet, le courant issu de la génératrice devient alors minoritaire voire négligeable comparé à celui issu du débattement de l'étouffeur.



(a) Torsion (b) Vitesse de sortie

FIGURE 3.19 – Effet de T_{FW} sur le comportement dynamique

En ce qui concerne T_{TMD}, on constate sur la figure 3.20 qu'une "faible" valeur ne permet pas de gagner beaucoup par rapport à un amortisseur passif. En effet, même avec un courant fort, si le coefficient qui le multiplie reste trop petit, l'effort résultant ne sera pas suffisant pour avoir un rôle majeur dans le comportement dynamique. Dans ce cas, la part relative issue de l'étouffeur dans le courant reste très minoritaire. C'est alors la génératrice qui pilote complètement le comportement de l'amortisseur. La situation est donc analogue à celle d'un amortisseur actif (AMD) avec un gain faible. Au contraire, un coefficient très élevé (10 Nm/A correspond à la limite maximale envisageable pour un dispositif de ce genre avec un encombrement raisonnable) fera tendre le comportement vers celui du shunt électromagnétique. C'est le courant issu de l'étouffeur qui est majoritaire, il est donc désavantageux avant la résonance et avantageux après, où il se cumule alors au courant issu de la génératrice.



(a) Torsion (b) Vitesse de sortie

FIGURE 3.20 – Effet de T_{TMD} sur le comportement dynamique

Dans les situations précédentes, les niveaux de courant circulant dans le circuit sont dans l'ordre de la dizaine d'Ampères, bien sûr variable en fonction de la vitesse et du comportement dynamique. Avec un coefficient de couplage de 5 Nm/A, c'est donc un couple de l'ordre de 50 Nm qu'on peut générer seulement avec la partie hybride (et qui se cumule avec les effets passifs). Ce niveau d'effort est donc à même d'améliorer de manière confortable les effets des harmoniques d'ordre supérieur (6 et plus). Cependant, l'amplitude d'excitation sur le H_3, dépassant parfois 1000 Nm pour le MDE8, à des fréquences plus basses que celle de la résonance, ne permet pas cet de diminuer cet harmonique de plus de 5% avec l'amortisseur hybride.

Conclusion

En conclusion, un modèle des différents composants de l'amortisseur hybride a été proposé dans ce chapitre, ayant abouti à la détermination de cinq paramètres clés et d'une nécessité d'un contrôle efficace de la phase du courant. La méthode proposée ici repose sur la possibilité de déphaser la tension créée par la machine à aimants permanents en jouant sur la position relative du stator et du rotor.
En considérant la situation optimale pour ce dernier aspect, les cinq paramètres ont été testés dans une analyse paramétrique numérique montrant le potentiel d'amortisseur du système hybride proposé et permettant de comprendre comment les régler pour aboutir à un amortisseur avantageux. A cette occasion, il a été constaté que dans certains cas, à hautes vitesses généralement, le couple d'opposition créé par les étouffeurs est tel qu'il annule complètement les oscillations de torsion, avant de les amplifier à nouveau en augmentant encore le régime moteur. Dans les figures précédentes, cela se traduit par une mesure assez imprécise provoquant des ruptures de pente. Ce type de comportement ne semble cependant réaliste que sur des oscillations de couple faibles, concernant donc plutôt les harmoniques d'ordre élevé.
Ces capacités sont néanmoins très encourageantes pour contrer l'excitation acyclique, au moins autour de la fréquence critique du 1er mode de torsion, et elles seront donc testées

sur un banc d'essai dédié, dont la conception sera détaillée au chapitre 4, et les capacités le seront au chapitre 5.

Chapitre 4

Réalisation du banc d'essai rotatif

Sommaire

4.1 Conception d'un "pot vibrant rotatif" simple 62
4.1.1 État de l'art 62
4.1.2 Pilotage par système mécanique 63
4.1.3 Pilotage par système électromagnétique 64
4.1.4 Construction de l'interface 65
4.2 Instrumentation du banc 67
4.2.1 Conditions d'excitation non stationnaires 67
4.2.2 Mesure de la torsion 70
4.2.3 Mesure du couple acyclique 73
4.2.4 Suivi du couple électromagnétique 74
4.2.5 Suivi de la position de l'étouffeur 75
4.3 Modèle réduit de vilebrequin 75
4.4 Conception et fabrication du banc 77
4.4.1 Système d'entraînement 78
4.4.2 Le volant avant 79
4.4.3 La machine synchrone à aimants permanents 82
4.4.4 Caractérisation du banc sans amortisseur 85
4.4.5 Les étouffeurs accordés 88
4.4.6 Circuit électrique série 92
4.4.7 Modèle Simulink associé 93
4.5 Conclusion sur le banc d'essai 95

La fabrication d'un banc d'essai poursuit trois buts. Tout d'abord, le banc permet de vérifier les hypothèses posées dans la modélisation des transducteurs. Ensuite, il permet de tester les capacités d'amortissement du concept développé. Enfin, sa réalisation offre une plateforme permettant de tester différentes conditions d'utilisation, et d'élargir le sujet en implémentant d'autres méthodes d'amortissement. A ce titre, construire le banc autour d'un vilebrequin n'autoriserait qu'une unique architecture, optimisée pour l'amortisseur hybride. Le choix a donc été fait de développer un démonstrateur simplifié, mais à même de reproduire ou d'approcher les excitations d'un moteur à combustion.
Il est alors nécessaire :

- d'entraîner l'arbre à une vitesse moyenne donnée, correspondant à celle souhaitée par le conducteur
- que cette vitesse puisse se maintenir même avec des variations de charge sur le moteur (émulation de l'adaptabilité de la pédale d'accélération ou du régulateur de vitesse)
- de pouvoir générer une excitation cyclique, dépendant donc de la position angulaire, avec un spectre maîtrisable et une valeur moyenne nulle, apte à créer une torsion mesurable de l'arbre
- de conserver des possibilités d'évolution, de démontage, et d'adaptation à d'autres investigations

Ce chapitre vise donc, en premier lieu, à étudier la possibilité de construire un tel dispositif. De par ses caractéristiques, il se rapproche du concept de pot vibrant, mais permettant une excitation en torsion, et intégrant une rotation d'ensemble à vitesse contrôlée. L'innovation tout comme la description seront abordés selon un angle plus technologique que purement scientifique. Ensuite, la conception et la réalisation du démonstrateur sera présentée.

4.1 Conception d'un "pot vibrant rotatif" simple

4.1.1 État de l'art

Des dispositifs similaires, reposant sur différentes technologies, ont déjà été développés dans le passé pour des applications particulières. Dès 1984, le Lewis Research Center de la NASA ([BRO 84]) propose un banc d'essai pour tester des rotors de grand diamètre à grande vitesse (jusque 16000 rpm) pour des applications spatiales, dans des conditions de très basses pressions. Ce dispositif permet d'exciter l'arbre de manière radiale par des pots vibrants électromagnétiques, mais aussi astucieusement en torsion grâce à un flux d'air dirigé sur des pales montés sur le rotor. Ce flux d'air crée donc une impulsion sur le rotor à chaque passage de pale, le nombre de celles-ci déterminant alors l'ordre de l'excitation. La forme de celle-ci est par conséquent peu contrôlable. La rotation d'ensemble est quant à elle assurée par un moteur à air.
Deux ans plus tard, une collaboration franco-sud-africaine menée par Bigret ([BIG 86]) propose de soumettre un turbo-générateur à une excitation harmonique, en montant

dessus deux disques déséquilibrés tournant dans des directions opposées de façon à créer une torsion. La fréquence comme l'amplitude d'excitation sont controlables, mais pas de manière cyclique : elle reste seulement harmonique. L'équipe de Sihler [SIH 06] à l'Institut Max-Planck de physique des plasmas propose en 2006 un autre système, électromagnétique, s'adaptant à une machine triphasée. Le bobinage du stator est modifié de façon à le rendre pilotable. Une partie de l'énergie magnétique est stockée dans un circuit continu dédié, et sert ensuite d'alimentation à un autre circuit, alternatif, dont la fréquence peut être choisie. La puissance de ce dispositif dépassait le mégawatt. Cependant, il ne permet pas non plus une excitation cyclique, mais seulement à fréquence donnée. De plus, il est nécessaire d'avoir déjà une machine électrique installée sur le rotor test.
L'amélioration des moteurs synchrones, notamment à aimants permanents, permet en effet d'envisager des excitations harmoniques électromagnétiques. Hurley et Clayton [HUR 07] en proposent une configuration en 2007, mais sans développer le système de pilotage. Un dispositif similaire est proposé par Licari [LIC 13] pour tester un amortisseur de vibrations de torsion dans une éolienne, en utilisant un moteur relié à une plateforme dSPACE. Le profil de l'excitation n'est cependant pas précisé. Enfin, Baudin [BAU 16] propose l'utilisation d'un joint de cardan pour générer des conditions de rotation non-stationnaire dans une boite de vitesses, mise en rotation par un moteur électrique piloté en vitesse.

Aucune des solutions proposées ne traite donc complètement le problème. En revanche, plusieurs familles de solutions en émergent. On en gardera deux : les solutions mécaniques et les solutions électromagnétiques.

4.1.2 Pilotage par système mécanique

La génération d'acyclisme par un système mécanique est un moyen fiable et simple d'arriver à ses fins. Une fois le système réglé, il n'y a plus besoin de pilotage extérieur. Cela peut par contre limiter les possibilités de réglage de l'amplitude d'acyclisme, ou de ses ordres d'excitation. La littérature propose donc déjà trois moyens mécaniques : l'excitation par jet d'air et l'utilisation d'un train épicycloïdal ou d'un joint de cardan pour générer un couple oscillant. Ces deux derniers ont cependant besoin d'être entraînés par un moteur, et se comportent comme une source de perturbation dans la chaîne. Une autre méthode, basée sur la logique d'un générateur d'acyclisme entraîné par un moteur extérieur, serait d'utiliser, comme c'est le cas dans un véritable moteur à combustion, un système de bielles et de manivelles, dont le nombre et la disposition pilotent l'amplitude et l'ordre d'oscillation. Le retour et l'alignement des bielles se ferait avec une douille à bille et un ressort. Dans cette configuration, il est même envisageable d'utiliser un véritable vilebrequin, entraîné par un moteur électrique. L'encombrement d'un tel dispositif pose cependant question. Dans cette même logique, l'ensemble bielle-manivelle peut être remplacé par un dispositif de linguets montés sur ressorts, de manière analogue au système de fermeture des soupapes, actionné par un arbre à cames. Les ressorts peuvent

TABLEAU 4.1 – Avantages et inconvénients des générateurs mécaniques d'acyclisme

Dispositif	Avantages	Inconvénients
Excitation jet d'air	-Solution élégante et compacte -Amplitude facilement réglable -Changement d'ordre possible	-Pression nécessaire -Encombrement du circuit -Forme peu pilotable
Bielle-manivelle	-Proche de l'excitation réelle -Ordre fondamental réglable	-Fort encombrement -Peu modifiable une fois monté -Amplitude dépendant de la vitesse
Linguets et cames	-Modifiable en amplitude -Relativement compact -Amplitude indépendante de la vitesse	-Montage délicat -Ordre seulement réductible une fois l'arbre à cames choisi
Poulies/engrenages NC	-Compacité -Plusieurs ordre possibles	-Conception difficile -Peu modifiable une fois monté -Coûteux
Joint de cardan	-Compact -Forme modifiable	-Un seul ordre possible (H2) ou multiples si montage en série

être changés pour modifier l'amplitude d'excitation. Il est aussi possible d'envisager une transmission de la puissance moteur en installant les arbres de manière parallèle plutôt que coaxiale, et en les reliant par des poulies ou des engrenages non circulaires. C'est alors la forme (nombre de lobes et configuration des dents) de ces éléments qui déterminent le profil d'acyclisme transmis. Ce type d'élément est cependant encore mal connu et doit être fabriqué sur mesure.

Le détail de la génération d'acyclisme dans l'ensemble de ces configurations peut se retrouver en annexe B, tandis que le tableau 4.1 liste les avantages et les inconvénients de ces différents dispositifs mécaniques.

4.1.3 Pilotage par système électromagnétique

L'autre possibilité de pilotage est la solution électromagnétique. Elle offre l'avantage d'être plus compacte que la solution mécanique, car il n'y a pas besoin d'un générateur d'acyclisme rajouté dans la chaîne de puissance, tout est intégré au moteur. Surtout, un tel dispositif permet d'activer ou de désactiver simplement l'excitation. De par sa souplesse d'emploi, c'est cette solution qui sera retenue dans la fabrication du banc d'essai (ce qui est aussi le cas pour les bancs d'acyclisme de l'entreprise Renault, d'après [KAD 11]). En revanche, un tel dispositif nécessite un pilotage particulier, et donc une interface logicielle. L'objectif est de piloter l'excitation en couple, et celui-ci est proportionnel

au courant circulant dans le bobinage du moteur d'entraînement. L'asservissement du moteur se fait donc en courant grâce au variateur, qui fait office d'intermédiaire entre l'interface (dSPACE) et le moteur. Outre la sélection du mode de pilotage, le variateur permet aussi une sécurité supplémentaire, dans le sens où il sert aussi de limitateur de courant, et évite donc un emballement du moteur en cas de situation mal maîtrisée.

Une grande différence par rapport aux dispositifs mécaniques est ici que l'acyclisme n'est pas une conséquence physique du montage, il est déterminé par l'interface logicielle. Il est donc absolument nécessaire de connaître la position angulaire du rotor par rapport à une référence donnée pour être en mesure de fournir le couple correct. Le courant envoyé au moteur se compose donc d'une partie continue, nécessaire pour permettre la rotation d'ensemble, et d'une partie alternative, qui se base sur l'information apportée par le codeur embarqué du servomoteur. La forme de cette partie alternative reste cependant au choix de l'utilisateur, qui peut programmer une sortie harmonique, comportant autant d'ordres que souhaités, d'amplitude et de phase donnés. Le pilotage est alors beaucoup plus souple et adaptable qu'avec un système mécanique. Entre autres, il permet une modification de la phase de l'excitation pendant l'essai, ce qui est un gros avantage pour étudier différentes excitations. En revanche, une limite de cette solution est la possible saturation en courant, à la fois du servomoteur, mais surtout du variateur. Cela contraint donc l'amplitude du couple excitateur, et ce d'autant plus que la vitesse de rotation imposée est grande. En effet, le couple moyen nécessaire au maintien de cette vitesse, et donc le courant, doit contrebalancer tous les effets résistants, et notamment les frottements visqueux proportionnels à la vitesse de rotation, issus des paliers de soutien. De plus, le problème est accentué si le couple excitateur est multiharmonique, l'amplitude étant alors localement augmentée quand les harmoniques sont en phase.

4.1.4 Construction de l'interface

On voit que la conception logicielle occupe une place importante dans la réalisation d'un tel banc d'essai, nous allons donc proposer ici une possible configuration pour l'interface. C'est particulièrement le cas vis à vis de l'excitation. En effet, implémenter une consigne de couple regroupant l'excitation et une composante constante comme consigne pour l'asservissement aboutirait à une diminution progressive de la vitesse, du fait des pertes par frottement et des variations de la charge exercée sur le rotor. La première exigence du banc ne serait alors pas respectée. Du reste, cette consigne constante en couple devrait parfaitement compenser la charge moyenne, et toute imprécision risquerait soit de conduire à l'arrêt de l'arbre, soit à une accélération incontrôlée.
Il est donc nécessaire d'imposer aussi une régulation de la vitesse moyenne, au détriment d'un couple moyen constant. Pour ce faire, on propose une boucle "lente" en vitesse, celle-ci étant filtrée de façon à éliminer la composante acyclique : seules les variations lentes dues aux pertes sont perçues, et corrigées par un correcteur PI, qui est vu comme un bon compromis entre vitesse d'exécution et précision par rapport à la consigne. C'est cette boucle qui détermine alors le courant nécessaire au couple moyen. Le profil

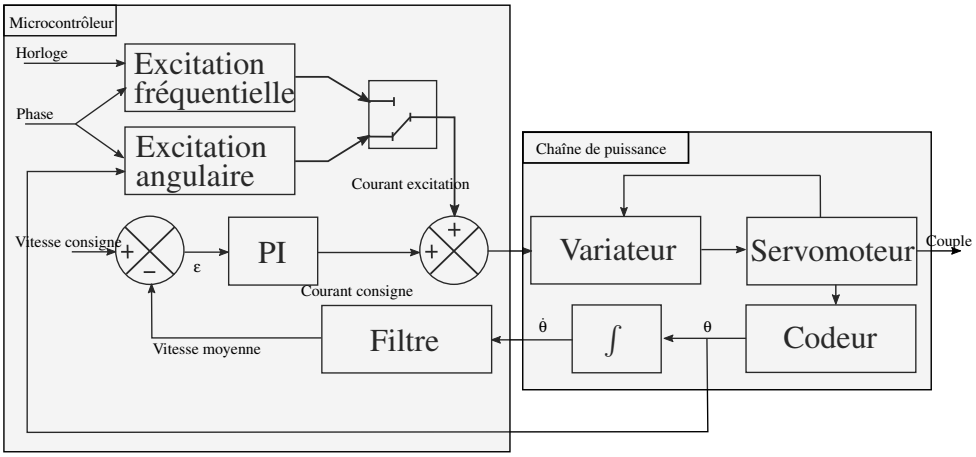


FIGURE 4.1 – Schéma bloc général du pilotage du banc

d'oscillation cyclique souhaité est ensuite ajouté à cette partie continue, et correspond alors à une perturbation volontaire de l'asservissement. Celle-ci peut d'ailleurs aussi être vue comme un asservissement supplémentaire du moteur, dans le sens où sa valeur peut directement être pilotée par le retour du codeur moteur (sans que ce soit l'unique solution). Le schéma-bloc décrivant le fonctionnement de cette boucle est visible sur la figure 4.1.

A des fins de démonstration ou de vérification de phénomènes, il est souhaitable de pouvoir aussi créer une excitation en couple dans une base temporelle, donc indépendamment de la variation de vitesse et de position angulaires. C'est alors l'horloge du micro-contrôleur qui dirige l'excitation, après le choix d'une fréquence d'échantillonnage pour l'excitation. Quelle que soit la méthode adoptée pour le test, l'interface permet deux modes de travail. Le premier est à ordre (ou fréquence) fixée, afin de vérifier des conditions particulières de fonctionnement, et le deuxième offre la possibilité d'un balayage linéaire en ordre (ou fréquence) sur une plage d'intérêt et pendant un temps donné. Ce mode de fonctionnement est particulièrement intéressant pour la construction de fonctions de transfert et pour avoir un aperçu général du comportement dynamique du rotor testé. Dans ce dernier cas, il est primordial de savoir à quelle position angulaire relative l'excitation est déclenchée. En effet, cela permet de déterminer la phase de l'excitation dans le référentiel du rotor, ce qui est particulièrement important pour l'amortisseur hybride étant donné que les deux transducteurs en dépendent. Le codeur embarqué du servomoteur est donc utilisé pour connaître cette position, et le déclenchement est retardé jusqu'au prochain passage du top tour du codeur (dont on s'est assuré de la régularité). Ce passage permet de garantir une référence constante dans le référentiel tournant. C'est ensuite dans le signal d'excitation lui-même que la phase de chaque harmonique est ajustée.

Le filtre et le correcteur ont donc un rôle central. Pour le filtre, un coupe-bande

centré sur l'ordre à corriger ou un passe-bas sont possibles. Dans le cas d'une excitation mono-harmonique, le filtre coupe-bande est pertinent car il ne rejette que la bande de fréquences excitées par l'ordre considéré à la vitesse de rotation imposée, et n'occasionne que peu de déphasage sur le reste de la bande passante. Toute autre perturbation causée par l'expérience sera laissée intacte, et notamment le couple électromagnétique, dont le fondamental est d'ordre double par rapport à celui de l'excitation. Celui-ci constitue une charge supplémentaire sur l'arbre, et il sera donc du ressort du correcteur de le prendre en compte pour stabiliser la vitesse. Filtrer ces perturbations dans le retour en vitesse aurait en revanche comme avantage de les conserver dans la dynamique du rotor, et donc de laisser l'amortisseur hybride agir (seule la vitesse moyenne serait affectée). C'est notamment le cas avec un filtre passe-bas, plus pratique dans le cas d'une excitation comportant plusieurs ordres qu'une succession de coupes-bande. Tous les éventuels sur-harmoniques et les autres parasites disparaissent du signal retour. Cependant, la fréquence de coupure est alors à choisir judicieusement, de façon à suffisamment éliminer le plus bas des ordres de l'excitation sans entraîner de déphasage.
En ce qui concerne le correcteur, le choix des paramètres dépend du réglage de la boucle de rétroaction (donc du type et de l'ordre du filtre choisi), ainsi que de l'ordre du système en boucle ouverte. La présence du filtre a aussi pour conséquence un déphasage du signal retour. La marge de phase en est donc modifiée, mais le gain étant soit conservé, soit diminué, la marge de gain à considérer reste celle du système en boucle ouverte.

4.2 Instrumentation du banc

Le système d'excitation acyclique est donc réalisable. L'instrumentation du banc doit cependant permettre d'en suivre la dynamique (torsion d'arbre, vitesses angulaires instantanées et couples transmis) et de mesurer l'excitation. En plus de l'interface logicielle, il est donc nécessaire de prévoir les capteurs requis pour contrôler le bon fonctionnement du banc test.

4.2.1 Conditions d'excitation non stationnaires

Mesure de la vitesse

Étant données les conditions non stationnaires de la rotation prévue, le suivi de la position angulaire, mais surtout de la vitesse angulaire instantanée de chaque inertie, permet d'en évaluer les fluctuations. Cela est notamment utile pour suivre la transmission de l'acyclisme en vitesse le long de l'arbre, en présence ou non de l'amortisseur hybride. Si plusieurs types de capteurs permettent de connaître cette information (bandes zébrées filmées, codeur magnétique, suivi laser par effet Doppler, etc), la technique la plus précise et simple d'implémentation reste le codeur optique, qui sera donc la solution adoptée ici, avec deux codeurs Heidenhain ERO 1324 de 2000 traits.

Méthode Elapsed Time pour l'acquisition angulaire

Il existe de nombreuses méthodes pour suivre la vitesse angulaire instantanée d'un rotor en utilisant un codeur. Li ([LI 05]) en liste par exemple une dizaine, largement détaillées par la suite par d'autres auteurs, et qu'il classe en deux catégories : les méthodes basées sur un compteur et celles basées sur une conversion analogique-numérique. La différence tient ici à la façon d'interpréter les signaux issus des codeurs, à savoir en tant que signal TTL (*Transistor-Transistor Logic*) décrivant des impulsions, ou en tant que signal analogique post-traité par le logiciel.
André ([AND 14]) propose quant à lui une autre séparation, en distinguant les méthodes fixant une base de temps et comptant les fronts montant pendant ce temps, et les méthodes calculant le temps écoulé entre deux fronts montants donnés. Le distinguo se fait donc davantage sur la logique algorithmique que sur la partie matérielle. Les méthodes de première catégorie, qu'on pourrait qualifier de "temporelles", sont simples à mettre en œuvre et sont efficaces pour des vitesses stabilisées, la base de temps pouvant être trop grossière pour détecter le comportement précis du rotor entre deux fronts successifs. De plus, si le front montant tombe juste après le temps de référence, il peut ne pas être détecté. A contrario, les méthodes de la seconde catégorie, qu'on peut qualifier d'"angulaires" car l'échantillonnage se fait dans une base angulaire et non plus temporelle, permettent un meilleur suivi de la vitesse angulaire instantanée, qui est largement fluctuante dans des conditions de rotation non-stationnaires. Ce principe est décrit sur la figure 4.2.

La méthode de ce type la plus répandue est appelée méthode de temps écoulé, ou Elapsed Time. Parallèlement à l'acquisition du signal de position angulaire, une horloge à haute fréquence tourne. Lorsqu'un front montant n est détecté après une durée τ_n, le temps t_n du top d'horloge suivant le plus proche est enregistré. Logiciellement, cela se fait avec un script d'interruption, déclenché par la détection du front. On construit donc une durée $\hat{\tau}_n$ approchant d'autant mieux τ_n que la fréquence de l'horloge est élevée. L'angle $\Delta\theta$ entre les différents fronts montants étant constant, on peut reconstruire la vitesse angulaire instantanée, donnée par la relation angle-temps :

$$\dot{\theta}_n = \frac{\Delta\theta}{\tau_n} \tag{4.1}$$

Il est aussi possible de combiner une méthode angulaire avec un temps de référence fixe, afin de palier certains défauts de cette méthode. En effet, le script d'interruption peut lui aussi entraîner une absence de détection d'un front montant et donc une perte de précision. De plus, la méthode de temps écoulé agit comme un filtre passe-bas pour la vitesse angulaire, qui est par construction une approximation au premier ordre. Cette approximation est liée à la résolution du codeur lui-même. Étant donné la faible amplitude des oscillations attendues sur le banc d'essai, ce point est important à considérer. Cette méthode a aussi tendance à causer un phénomène d'aliasing sur la vitesse angulaire instantanée, qui peut cependant être corrigé si le contenu spectral du signal est connu. Le lecteur intéressé par ces considérations peut se référer à l'article de André ([AND 14])

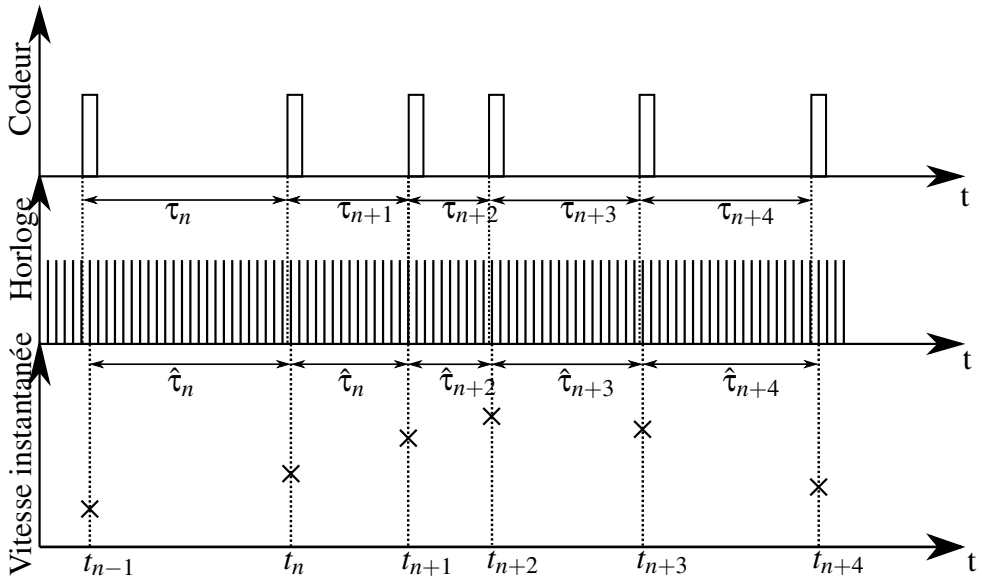


FIGURE 4.2 – Mesure de la vitesse instantanée de rotation avec la méthode du temps écoulé

sur le sujet.

La méthode de temps écoulé est cependant en elle-même suffisamment précise pour être implémentée telle quelle sur le banc d'essai. Outre la considération de la précision de chaque codeur utilisé, il est aussi nécessaire de connaître avec précision la position angulaire initiale du rotor par rapport à une référence donnée, et donc de s'assurer qu'il n'y a pas de dérive de cette position pendant l'utilisation (c'est-à-dire que de potentielles erreurs ou sauts dans le compte des fronts montants ne s'accompagne pas d'un décalage progressif de la référence en position).

Impact sur le pilotage dans l'interface

L'utilisation de codeurs implique pour l'interface logicielle que différentes bases angulaires vont être créées, en supplément de la base angulaire de référence, donnée par le codeur du servomoteur. Une première conséquence est le fonctionnement asynchrone d'un certain nombre de fonctions sous dSPACE : certaines nécessitent des informations calculées dans différentes bases. La deuxième, majeure, est que travailler avec une base angulaire implique que le temps de calcul disponible pour la synchronisation est dépendant de la vitesse de révolution. Pour les hautes vitesses, c'est le microcontrôleur qui est affecté, le temps de calcul effectif pour chaque tâche étant réduit. L'analogie dans une base temporelle serait une augmentation de la fréquence d'échantillonnage de l'interface avec la vitesse de rotation. Au delà d'une certaine vitesse, il y a donc un risque d'*overrun* de dSPACE, qui n'est alors plus capable d'opérer en temps réel - ce qu'illustre la figure 4.3.

Une autre conséquence est susceptible de perturber les mesures à basse vitesse : le risque est ici lié à une perte de fronts montants sur le codeur, ainsi qu'à l'invalidation de l'hypothèse de bijection entre le temps et la position angulaire. La présence d'une excitation de forte amplitude à très basse fréquence (ce qui est possible pour des petits ordres à faible vitesse) est en effet à même de contrebalancer entièrement la rotation d'ensemble, ce qui stopperait le rotor, voire le ferait partir en sens inverse. Cela invaliderait alors l'hypothèse faite sur l'annulation de la dérivée dans la relation angle-temps.

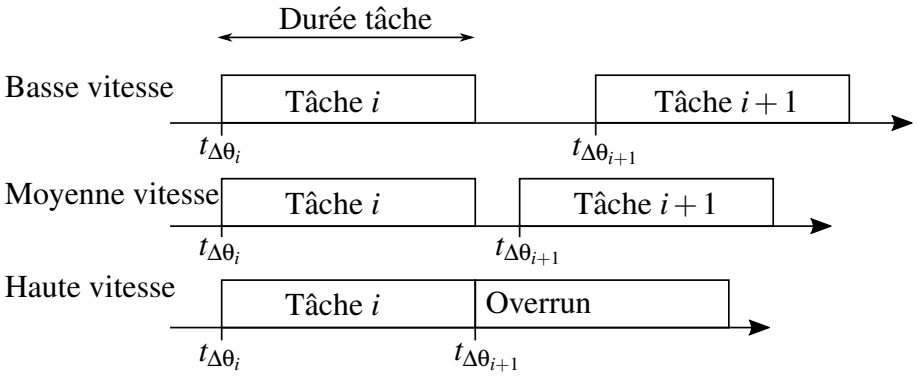


FIGURE 4.3 – Temps de calcul à différentes vitesses de rotation

4.2.2 Mesure de la torsion

Par codeurs

L'utilisation de codeurs permet aussi de connaître la position angulaire associée à chaque inertie du banc test. Or, la torsion de l'arbre ne correspond à rien d'autre qu'à la différence des positions angulaires, aux extrémités de la zone considérée comme en torsion. Un suivi de la déformation par cette méthode offre donc la simplicité d'utiliser le même capteur pour deux mesures, cependant la précision de la mesure dépend fortement des caractéristiques du codeur utilisé. En considérant qu'ils possèdent un nombre N de traits, leur précision angulaire est :

$$\Delta\theta = \frac{360^\circ}{N} = \frac{2\pi}{N} \tag{4.2}$$

La position courante de chaque inertie n'est donc connue qu'à cette valeur près, et plus le codeur possède de traits, meilleure est la précision. Pour la mesure de torsion cependant, on regarde le temps écoulé entre les deux impulsions concomitantes de l'horloge du microcontrôleur suivant directement la détection du trait du codeur, en recourant à nouveau à la méthode de temps écoulé, comme le montre la figure 4.4. La précision de cette mesure est donc au plus la distance angulaire parcourue en une période de temps T_s du microcontrôleur. Avec $\dot{\theta}$ la vitesse angulaire instantanée au moment de la mesure, la précision

vaut donc, d'après [REM 98] :

$$\Delta\theta_i = \dot{\theta}.T_s \tag{4.3}$$

Cette valeur ne dépend plus du nombre de traits du codeur, mais seulement de la vitesse de rotation instantanée. L'écart par rapport à la torsion réelle augmente donc avec celle-ci. C'est en effet la différence de temps auquel chaque trait est détecté qui détermine la précision. Pour augmenter celle-ci, le seul moyen est donc d'augmenter la fréquence du microcontrôleur. En revanche, cela a pour conséquence de diminuer la vitesse à laquelle le phénomène d'*overrun* décrit précédemment apparaît, ce qui limite rapidement la précision dans les hautes vitesses. La mesure de la torsion par les codeurs est donc complétée par une autre, apte à fournir la mesure quelle que soit la vitesse de rotation.

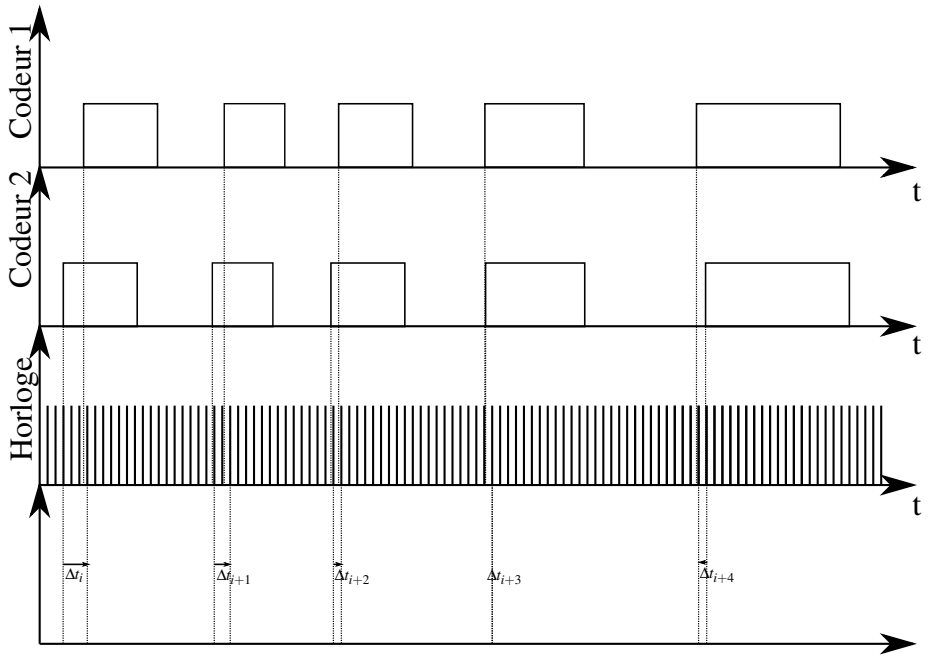


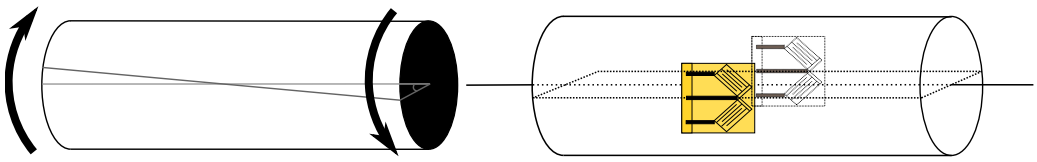
FIGURE 4.4 – Calcul de la torsion avec les codeurs

Par accéléromètres

Une autre possibilité pour déterminer les niveaux de torsion sur l'arbre serait de connaître l'accélération angulaire à ses extrémités, mesurées par des accéléromètres, placés dans la direction tangentielle au déplacement. Cependant, du fait de la rotation, les forces fictives (centrifuge et de Coriolis) vont s'exercer sur ces capteurs, ajoutant une composante transversale à même de parasiter la mesure. Ce problème peut se surmonter en utilisant deux accéléromètres perpendiculaires ou un gyromètre, mais ces solutions n'ont pas été poursuivies, notamment pour des raisons d'encombrement et de transmission des signaux.

Par jauges d'extensométrie

Si la torsion peut être mesurée comme la différence de position entre les extrémités, elle peut aussi se détecter en mesurant le moment appliqué sur l'arbre. Il y induit une déformation locale, qui peut être captée en positionnant des jauges de déformation de part et d'autre de l'arbre, orientées deux à deux à 45° par rapport à l'axe de rotation (voir figure 4.5 et montage figure 4.6).



(a) Arbre en torsion (b) Positionnement des jauges

FIGURE 4.5 – Mesure du couple de torsion avec des jauges

Les jauges sont ensuite reliées à un pont de Wheatstone. La tension en sortie du pont est ainsi l'image du couple appliqué sur l'arbre, qui peut être lui-même relié à la torsion angulaire par la raideur de torsion. Un tel montage se retrouve d'ailleurs aussi dans [HAM 15]. Cette solution est donc adoptée, et un ensemble de quatre jauges d'extensométrie est installé de part et d'autre de l'arbre.

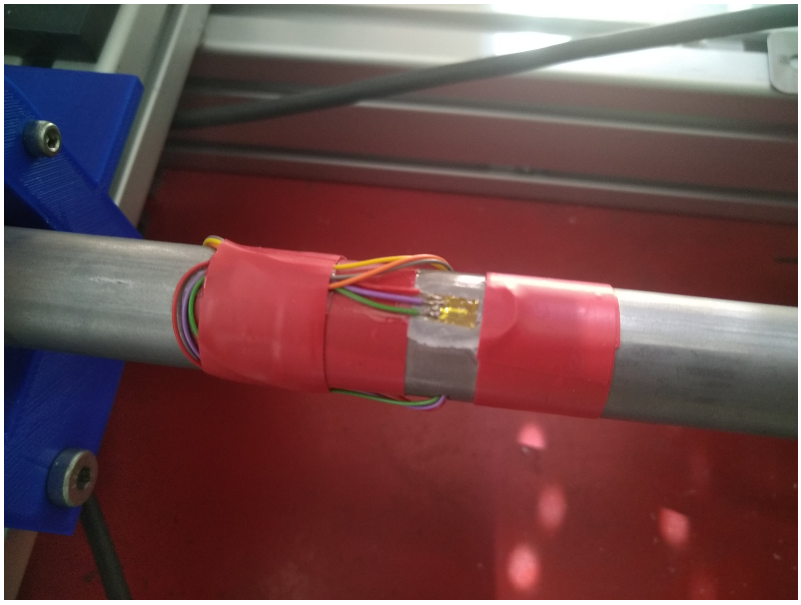


FIGURE 4.6 – Montage des jauges sur l'arbre en torsion

4.2.3 Mesure du couple acyclique

En ce qui concerne le suivi du couple d'excitation, la solution la plus simple consiste à positionner un couplemètre entre le moteur électrique et l'entrée du banc. Elle a aussi l'avantage d'apporter une bonne précision de mesure. Cependant, ce système se monte entre deux accouplements, et donc comporte un certain encombrement (de l'ordre de 30 cm). De plus, pour que la mesure effectuée par le couplemètre soit représentative du couple effectivement appliqué sur l'entrée de l'arbre, l'hypothèse est faite que le produit de l'inertie par l'accélération angulaire de chaque degré de liberté (moteur, couplemètre et entrée d'arbre) soit négligeable devant le couple transmis (et donc devant le produit de la rigidité de l'accouplement par la torsion). Or, l'inertie de l'entrée d'arbre est un ordre de grandeur supérieure aux deux autres, et les conditions de rotation non stationnaires font que l'accélération angulaire n'est pas nécessairement négligeable. La mesure, bien que précise au niveau de l'accouplement, peut donc ne pas être représentative de l'excitation réelle de l'arbre. Enfin, un couplemètre est une solution onéreuse.

Il en est de même d'un suivi utilisant la mesure de courant directement issue du servomoteur. Outre le bruit du signal, la relation linéaire entre courant et couple est seulement une approximation, ne prenant pas en compte le *cogging* (variation de couple dû aux variations de flux entre inducteurs et induits) créé par le moteur ni les parasitages électromagnétiques, qui auront cependant une influence sur le couple d'entrée. D'après [AUC 84], il est aussi possible de mesurer le couple avec les codeurs, mais la précision dépend alors du nombre de traits de ceux-ci.

La mesure de couple peut enfin se faire comme au paragraphe précédent, en utilisant des jauges de déformation et un pont de Wheatstone sur une section d'arbre en torsion. La zone d'accroche de l'accouplement reliant l'arbre au servomoteur est ainsi tout indiquée. Les avantages offerts par cette solution sont une bonne robustesse de la mesure et un coût faible, mais au détriment de la précision et en conservant une certaine fragilité. Les jauges sont, de plus, elles aussi sensibles aux perturbations en couple, et produisent donc un signal assez bruité. La figure 4.7, représentant la fonction de transfert entre le couple mesuré par les jauges et le couple consigne, permet d'évaluer la qualité du suivi de la consigne de couple par cette méthode, en utilisant le matériel décrit dans la section 4.4 associé à quatre jauges HBM de 350 Ω (les mêmes sont installées pour mesurer la torsion). Deux mesures sont effectuées (sans rotation et en tournant à 360 rpm), pour des amplitudes de courant allant de 0.4 A_{rms} (0.88 Nm) à 1.6 A_{rms} (3.55 Nm), ensuite moyennées. Il apparaît que les jauges sont assez peu sensibles à la résonance du banc de torsion, l'ensemble des valeurs prises par la fonction de transfert restant dans un intervalle de $\pm$ 1 dB autour d'une valeur moyenne, sur la bande passante. On remarque en revanche que l'amplitude d'oscillation du couple mesuré par les jauges est plus faible que celle de la consigne, signe qu'il y a eu des pertes dans le moteur et l'accouplement. Ces différences tendent à s'atténuer avec l'amplitude d'oscillation, mais sont assez marquées pour des faibles amplitudes de courant.

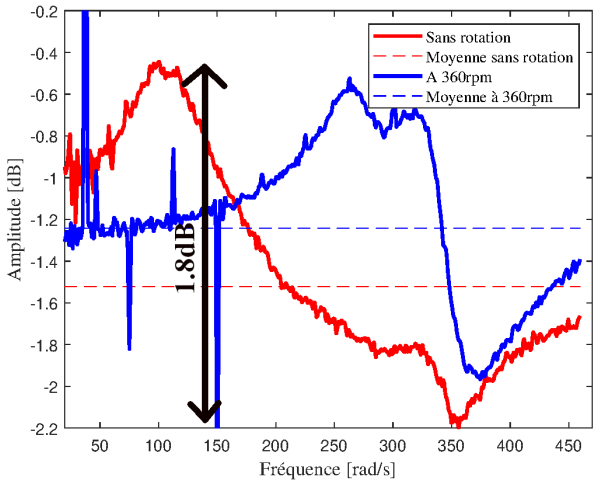


FIGURE 4.7 – Fonction de transfert entre le couple mesuré par les jauges et le couple consigne

4.2.4 Suivi du couple électromagnétique

La mesure du couple créé par la machine à aimants permanents est probablement la moins évidente à effectuer. Si en première approche, l'idée une fois encore d'installer un couplemètre en sortie d'arbre semble pertinente, elle n'est pas souhaitable pour deux raisons. Premièrement, elle ne permettrait pas de distinguer directement le couple électromagnétique des autres composantes, mécaniques ou parasites. Deuxièmement, la sortie d'arbre est la meilleure position possible pour l'installation d'un collecteur tournant, nécessaire étant donnée la présence de capteurs embarqués sur le rotor.

Il a cependant été vu au chapitre 3 que ce couple peut être efficacement approximé par deux composantes seulement : une à courant nul, et une électrodynamique. La partie à courant nul est constante par rapport à la vitesse, et ne dépend que de l'architecture et de la position angulaire du rotor. Elle peut donc se retrouver numériquement une fois la machine construite, et être confirmée expérimentalement en débranchant la machine à aimants, puis en évaluant le couple résistant qui en est issu à partir des deux autres ponts de jauges.

La composante électrodynamique est quant à elle le produit de deux termes, l'un étant connu ($\frac{d\Phi}{d\theta}$) une fois l'architecture fixée, l'autre (le courant) pouvant être mesuré en suivant la différence de potentiel électrique entre deux points du circuit, et en connaissant la résistance de la section ainsi déterminée : le couple peut donc directement être évalué par cette méthode, et additionné à la partie à courant nul (couple réluctant), dont la valeur sera détaillée au chapitre suivant.

4.2.5 Suivi de la position de l'étouffeur

Les capacités d'amortissement du système étant intimement liées au comportement dynamique des étouffeurs, il apparait important de pouvoir suivre le débattement tangentiel de ceux-ci, et donc de connaître leur position par rapport au disque sur lequel ils sont montés. Une première possibilité pour connaître cette information est l'utilisation d'un accéléromètre. Celui-ci retombe cependant sur les mêmes contraintes que celles vues au-dessus étant donnés les effets centrifuges, avec l'inconvénient supplémentaire de déséquilibrer les masses mobiles des étouffeurs si un seul d'entre eux est équipé. Il faudrait alors qu'ils le soient tous. En conséquence, cette solution technologique ne semble pas indiquée : il faudrait que le capteur soit fixe par rapport au disque support.

Un capteur de proximité répond donc davantage à ce besoin. Du fait de son encombrement, la technologie laser, bien que très précise, peut déjà être éliminée au profit d'une solution plus compacte. Le capteur inductif semble alors la solution la plus adaptée, c'est donc elle qui sera utilisée sur le banc. On peut cependant en citer deux limitations. Tout d'abord, la distance de mesure de capteurs de petite taille est assez faible, typiquement de l'ordre de 2 à 4 mm. Ensuite, la mesure se faisant par captation d'un champ magnétique, elle peut être perturbée dans un milieu où d'autres champs magnétiques sont présents, ce qui est le cas à proximité de la bobine et de l'aimant des étouffeurs hybrides.

De plus, les capteurs assez anciens peuvent souffrir d'un manque de linéarité assez marqué, qui combiné avec les défauts précédents peut entraîner une perte de précision sur la mesure. Un étalonnage sur le système entièrement monté (par exemple par comparaison à une mesure au laser) sera donc effectué pour connaître précisément la position de l'étouffeur en fonction de la tension mesurée.

4.3 Modèle réduit de vilebrequin

Maintenant que les choix en termes d'entraînement et d'instrumentation du banc sont connus, il convient de construire celui-ci de façon à obtenir un comportement dynamique proche de celui d'un vilebrequin. Le choix ayant été fait ici de travailler sur un démonstrateur simplifié plutôt que sur un vilebrequin réel, un deuxième modèle théorique est établi, servant à la fois à prédire le comportement dynamique du démonstrateur (une fois implémenté dans Simulink), et à le lier au mieux avec le modèle numérique précédent. En effet, ici, le servomoteur entraînant l'ensemble de l'arbre en rotation, l'excitation acyclique ne se fait que sur l'entrée de l'arbre, au niveau de la jonction avec le moteur. Au contraire de l'utilisation d'une solution mécanique, seule cette zone peut être soumise à un couple acyclique. Dans ce nouveau modèle théorique, présentant un nombre réduit de degrés de libertés, il s'agit donc de considérer l'avant de l'arbre comme la concentration de l'ensemble des cylindres. Cette situation est représentée sur la figure 4.8.

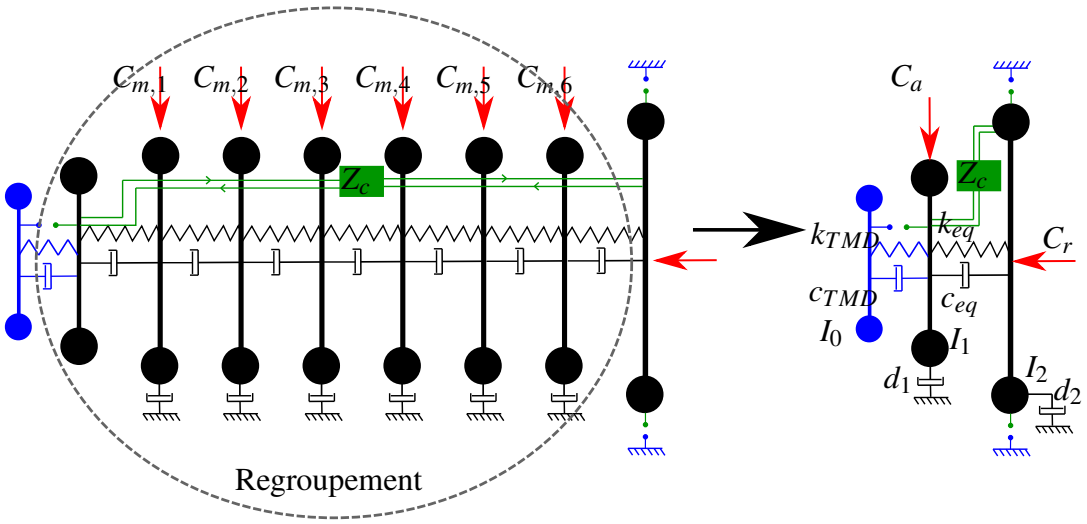


FIGURE 4.8 – Simplification du modèle de vilebrequin en un système à deux degrés de liberté

Cela a plusieurs conséquences. D'une part, une seule inertie remplace l'ensemble de celles qui étaient soumises à une couple acyclique, soit six dans l'équation 3.30, plus l'inertie de l'extrémité avant du vilebrequin. En excluant l'amortisseur hybride, il ne reste alors plus que deux inerties localisées de part et d'autre d'un arbre en torsion. D'autre part, tout se passe comme si l'ensemble des cylindres étaient rigidement liés les uns aux autres : la résultante des couples se simplifie donc en tenant compte des périodicités spatiales. Notamment, toute excitation par des harmoniques non entiers disparaît de cette représentation. Pour ce qui est de la vitesse de sortie de l'arbre, ce regroupement ne change rien ([SCH 03]). En revanche, une partie de l'information liée à la torsion est perdue.

Le système d'équation régissant la dynamique du démonstrateur se simplifie donc pour aboutir au système de trois équations mécaniques couplées 4.5. Le couple C_a qui y apparaît représente donc le couple acyclique appliqué par le servomoteur, et implémenté sur l'interface dSPACE.

$$\begin{cases} I_{0,j}.(\ddot{\theta}_{0,j}+\ddot{\theta}_1)+c_{TMD}.(\dot{\theta}_{0,j}-\dot{\theta}_1)+k_{TMD}.(\theta_{0,j}-\theta_1)+T_{TMD}.R_{TMD}.i_{TMD} \\ \quad = R_{TMD}.m_{TMD}.g.cos(\theta+\varphi_0) \\ I_1.\ddot{\theta}_1+c_{TMD}.(n.\dot{\theta}_1-\Sigma\dot{\theta}_{0,j})+k_{TMD}.(n.\theta_1-\Sigma\theta_{0,j})+d_2.\dot{\theta}_2+c_{eq}.(\dot{\theta}_1-\dot{\theta}_2)+k_{eq}.(\theta_1-\theta_2) \\ \quad -n.T_{TMD}.R_{TMD}.i_{TMD}=C_a(\theta_1) \\ I_2.\ddot{\theta}_2+c_{eq}.(\dot{\theta}_2-\dot{\theta}_1)+d_2.\dot{\theta}_2+k_{eq}.(\theta_2-\theta_1)+\dfrac{d\Phi}{d\theta_2}(\theta_2).i_{FW}=-C_r-\dfrac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial\theta_2} \end{cases} \tag{4.4}$$

Par rapport au système précédent, le choix des inerties et des raideurs équivalentes

dans ce nouveau système à deux degrés de liberté en rotation permet de conserver la dynamique du premier mode de torsion et du mode de corps rigide. Ces valeurs équivalentes peuvent être déterminées à partir de lois simples (conservation des inerties, des raideurs, conservation de la 1re fréquence de résonance et de celles d'antirésonances, etc. Cependant, il n'est pas possible de toutes les satisfaire, en pratique, on utilisera plutôt une méthode de réduction modale).Pour le comportement dynamique à basses fréquences, c'est-à-dire pour la rotation d'ensemble et le premier mode de torsion, il y a une bonne correspondance entre le modèle décrit par deux inerties et celui décrit par huit.

Par souci d'encombrement (étant considérées les inerties en jeu) et étant donné la haute fréquence du premier mode de torsion (257 Hz, qui ne permet pas de mettre facilement et de manière sécurisée en évidence les phénomènes), le démonstrateur présenté dans la partie suivante s'éloigne donc d'une modélisation stricte du vilebrequin du MDE8 au profit d'un démonstrateur académique mettant facilement en évidence le comportement hybride, en suivant les principes abordées dans la partie 3.2.2.

4.4 Conception et fabrication du banc

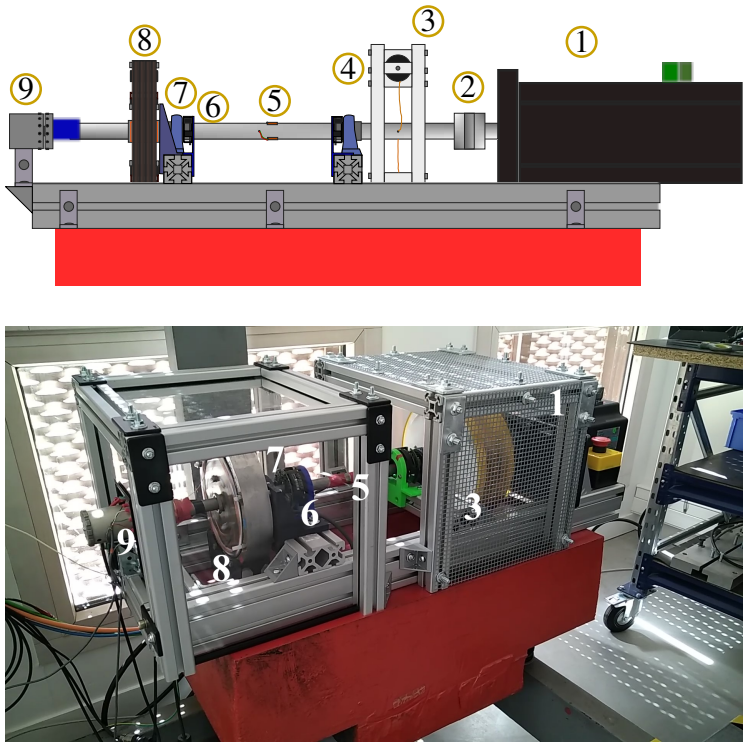


FIGURE 4.9 – Schéma et photo du banc d'essai complet

En conséquence des résultats précédents, le banc test se compose de deux inerties reliées par un tube en torsion. La première, baptisée "volant avant", porte les étouffeurs

et est reliée par un accouplement R+W BKM/20 au moteur d'entraînement. La seconde modélise le volant d'inertie en bout d'arbre, et emporte la machine à aimants permanents. L'ensemble est monté sur un assemblage de poutres en aluminium, vissé sur un massif isolé du sol. Cette section présente le dimensionnement et la fabrication de chacun de ces organes principaux, ainsi que les choix technologiques faits pour les assembler et pour intégrer les autres éléments du banc, représenté complet sur la figure 4.9, les éléments du schéma étant listés sur le tableau 4.2.

TABLEAU 4.2 – Description du schéma d'ensemble

Numéro	Description
1	Moteur PHASE
2	Accouplement et pont de jauges avant
3	Volant avant
4	Etouffeur hybride
5	Pont de jauges - torsion
6	Codeur arrière
7	Palier arrière
8	Machine synchrone à aimants permanents
9	Collecteur tournant

4.4.1 Système d'entraînement

Le moteur MDE8 développe un couple moyen compris entre 100 et 500 Nm, suivant les vitesses, mais avec des oscillations pouvant dépasser les 1000 Nm d'amplitude. Par souci de sécurité et de mise en évidence, l'amplitude d'oscillation acyclique maximale est fixée sur le démonstrateur à 5 Nm. De même, pour des raisons pratiques et d'encombrement, il est rapidement apparu que le respect de la fréquence de résonance à 1613 rad/s ne pourrait se faire. Celle-ci est donc descendue à 320 rad/s, soit 51 Hz. Enfin, la présence d'un effort sur les étouffeurs dû aux effets centrifuges a entraîné une limitation de la vitesse à 910 rpm. Cet aspect sera étudié dans la partie 4.4.5.
Les seules charges exercées par le banc sur le moteur d'entraînement sont les frottements visqueux induits par les deux paliers SKF SY20TF supportant la barre de torsion, les potentiels effets aérodynamiques, et le couple résistant électromagnétique $-\frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial \theta_2}$. Le couple moteur moyen du système d'entraînement sera donc dépendant de la vitesse consigne, mais assez faible quelle que soit celle-ci. C'est donc l'amplitude du couple oscillant qui détermine la puissance du servomoteur d'entraînement. En première approche, il est donc nécessaire de fournir une puissance minimale de :

$$910.\frac{\pi}{30} rad/s \times 5Nm = 476.5W \tag{4.5}$$



FIGURE 4.10 – Le moteur d'entraînement PHASE

Étant données les variations et pour éviter toute surchauffe, cette valeur minimale est largement rehaussée à 5 kW. Le moteur choisi pour répondre à ce besoin est le PHASE Ultract U310N (voir figure 4.10), d'une vitesse nominale de 3000 rpm et d'un couple nominal de 20.6 Nm, soit une puissance totale de 5.2 kW. Ce moteur peut être piloté en courant en association avec le variateur PHASE AxN, dans une limite de 9 A. Avec un coefficient de couplage K_T = 1.57 Nm/A, l'amplitude de couple possible est donc de 14.1 Nm, ce qui est suffisant pour les applications envisagées.

4.4.2 Le volant avant

Le "volant avant" modélise dans le banc d'essai l'ensemble des inerties sur lesquelles un couple acyclique s'applique. Comme il porte les étouffeurs, il peut aussi se voir comme un modèle de disque amortisseur, à l'image du *Torsional Vibration Damper* visqueux utilisé habituellement. A ce titre, il est nécessaire de garder un encombrement faible sur cet élément. Pour sa réalisation, en prévision de possibles ajustements fonctionnels ou de taille, un dispositif de fabrication additive est utilisé. Le matériau sélectionné est l'acide polylactique (PLA), qui offre un bon compromis entre facilité d'emploi à la fabrication et résistance mécanique (module de Young de 2.45 GPa) à l'utilisation. Le taux de remplissage peut aussi être varié de façon à modifier les propriétés inertielles, et le temps de fabrication est relativement faible. En revanche, la fabrication additive a pour principal défaut une certaine imprécision sur la géométrie des pièces structurelles, allant jusque 0.3 mm de différence par rapport au nominal.

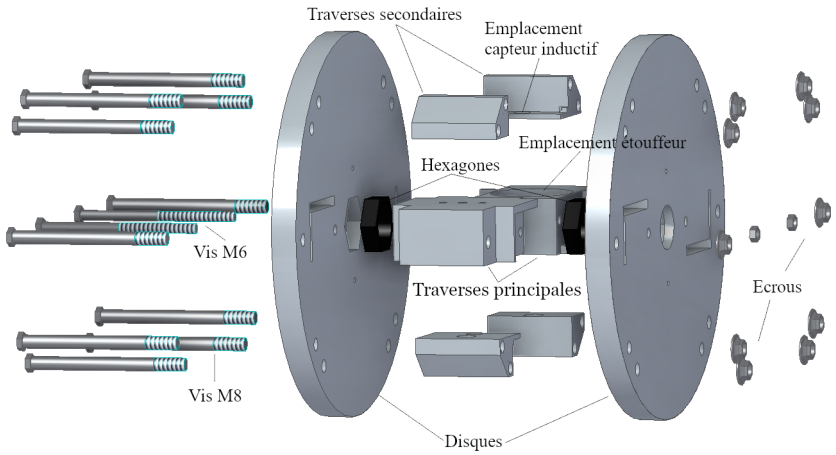
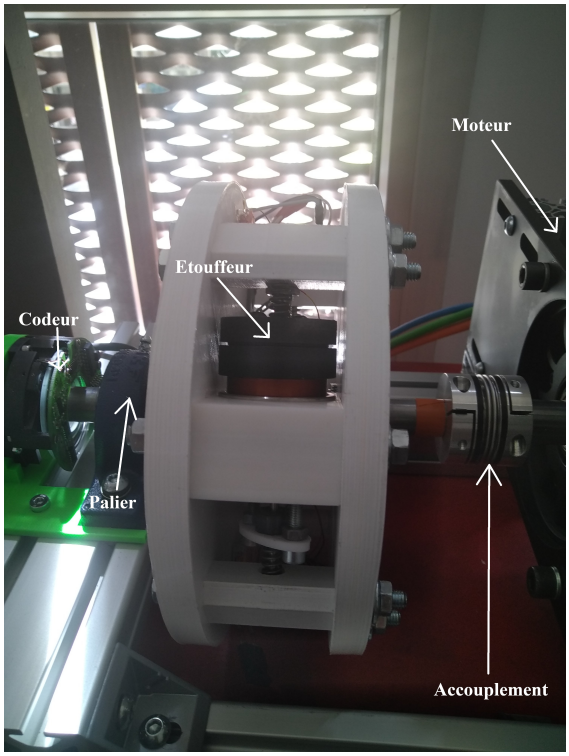


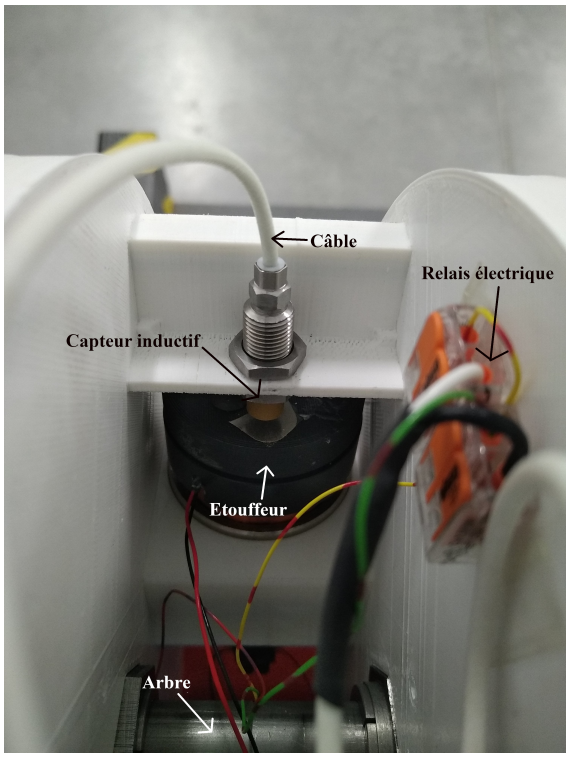
FIGURE 4.11 – Vue éclatée du volant avant

Le volant avant se compose principalement de deux disques de PLA d'un rayon de 12 cm et d'une épaisseur de 16 mm. Ils sont reliés entre eux par deux traverses principales, servant aussi de support à la partie fixe des étouffeurs, et par quatre transverses secondaires. L'ensemble de ces pièces sont serrées entre elles par dix tiges filetées M8 et deux tiges filetées M6, celles-ci étant disposées proche de l'axe de rotation. L'ensemble du montage et le résultat terminé sont visibles sur les figures 4.11 et 4.12. La fixation sur l'arbre de torsion se fait au moyen d'hexagones d'acier encastrés dans le PLA et percés, dans lesquels s'insèrent des frettes de serrage autocentrées Norelem 23370-200028. Celles-ci peuvent passer un couple jusque 32 Nm. Ces hexagones permettent de ne pas serrer directement sur le PLA, ce qui aurait pu être à l'origine de glissements. Leur forme permet aussi de répartir au mieux les efforts sur chacune des six faces quelle que soit leur direction.

L'ensemble est serré par les frettes de serrage sur un tube d'acier de 20 mm de diamètre dont les parois font 1.5 mm d'épaisseur. Celui-ci lie le volant avant au moteur par l'accouplement, et sert aussi de barre de torsion se poursuivant au delà du second disque. Au niveau du premier disque de PLA, à l'intérieur du tube, quatre jauges d'extensométrie assurent la mesure du couple en entrée, suivant ce qui a été précisé au paragraphe 4.2.3. Entre les deux disques, deux trous de diamètre 3 mm sont percés en vis-à-vis dans le tube, de façon à faire passer tous les câbles. Parmi eux, deux câbles sont nécessaires pour l'alimentation et la mesure d'un capteur inductif Meggit TQ302, monté sur l'une des transverses secondaires, comme indiqué sur l'éclaté de la figure 4.11. Ce capteur est doté d'une plage de mesure de 10 mm pour un encombrement et une masse faible (32 mm de long pour 22 g avec les écrous). Il est compensé par rapport à l'axe



(a) Volant avant monté



(b) Détail du capteur de proximité

FIGURE 4.12 – Montage du volant avant

TABLEAU 4.3 – Inerties des composants du volant avant

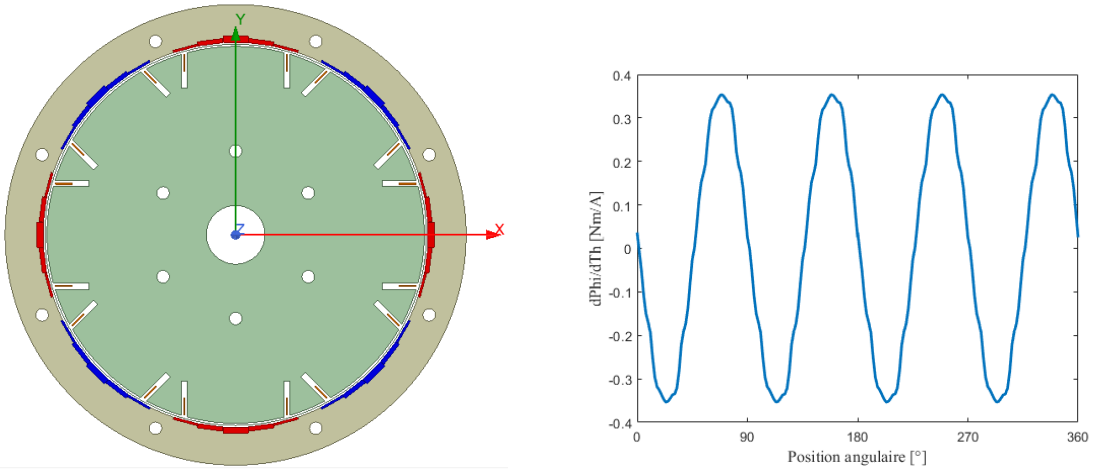
Elément	Nombre	Masse (kg)	Inertie (kg.m²)
Disques	2	0.886	0.0064
Traverses principales	2	0.1658	0.00095
Traverses secondaires	4	0.077	0.000755
Hexagones	2	0.04	0.00036
Frettes de serrage	2	0.14	0.000083
Section de tube	1	0.117	0.00001
Vis M8 + écrous	10	0.49	0.0054
Vis M6 + écrous	2	0.06	0.000089
Capteur inductif	1 (+1)	0.044	0.00032
Base étouffeur	2	0.796	0.004
Total	-	2.816	0.01837

de rotation par une vis M10 de taille et de masse équivalente. Dans le volant, entre les disques, plusieurs borniers Wago sont collés de façon à construire les circuits électriques de puissance et de mesure. Ils sont principalement constitués de plastique, et apportent ainsi une inertie considérée comme négligeable, de même que celle des câbles.
L'ensemble du système est ainsi entièrement démontable, et un des disques peut même être démonté alors que l'autre reste en place sur l'arbre, ce qui offre une grande souplesse d'emploi et des possibilités de modifications futures. Les inerties et masses de chaque sous-élément du volant avant sont donnés dans le tableau 4.3.

4.4.3 La machine synchrone à aimants permanents

La machine à aimants permanents doit répondre à trois impératifs :
— représenter le volant d'inertie au sein du banc
— être monophasée
— construire une fonction $\frac{d\Phi}{d\theta_2}$ adaptée

La première exigence peut être complétée par le souhait de garder une masse relativement faible, de façon à ce que la flexion de l'arbre porteur reste négligeable. Le montage est en effet pensé en porte-à-faux. C'est donc une architecture discoïde, reprenant d'ailleurs la forme d'un volant d'inertie, qui est la plus adaptée à cette situation. Sa forme reste pleine, de façon à permettre un passage correct du flux magnétique. Le choix du diamètre de la machine se fait comme un compromis entre l'inertie finale du rotor (qui doit être supérieure à celle du volant avant, mais aussi permettre de visualiser l'acyclisme et la torsion) et le périmètre du stator, de façon à installer les aimants pour construire la distribution. Le choix de celle-ci doit donc se faire avant même la conception de la machine.
Tout d'abord, pour des raisons de facilitation de l'observation des phénomènes, ainsi que de coût, le choix est fait de construire une distribution mono-harmonique. La détermination de l'ordre du fondamental est elle-même un compromis entre la taille de la



(a) Modèle Ansys Maxwell de la machine

(b) Fonction de couplage correspondante

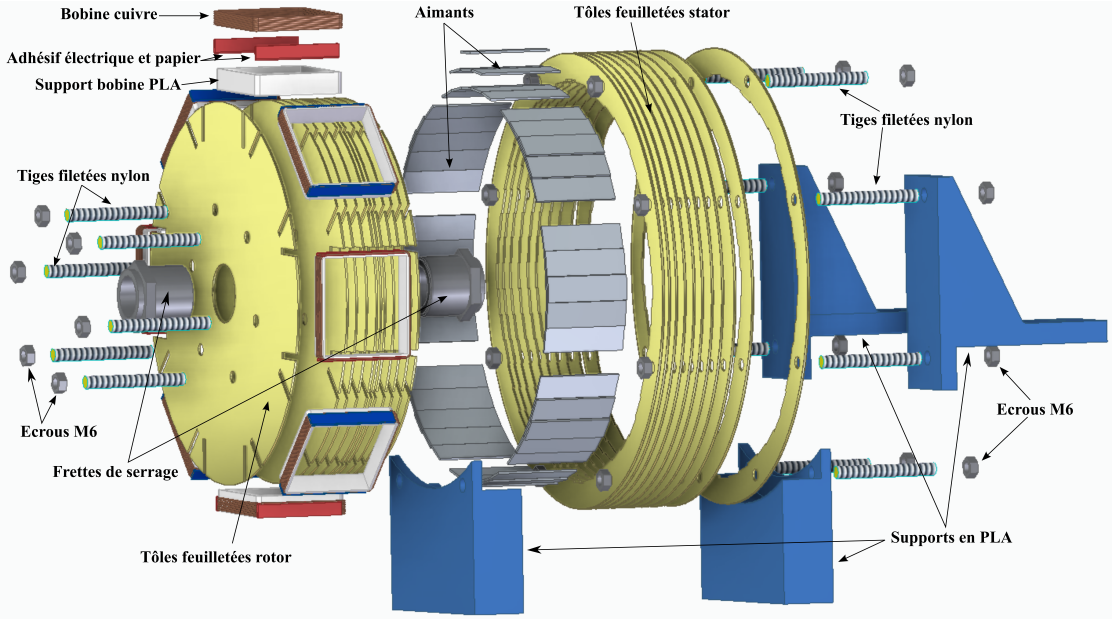
FIGURE 4.13 – Modèle numérique de la machine à aimants permanents

machine, la largeur des aimants intégrables, et l'excitation de la fréquence de résonance à moins de 910 rpm. Le premier harmonique répondant à ce besoin est celui d'ordre 4, et tous les ordres supérieurs seront valables, l'excitation se faisant à des vitesses alors de plus en plus basses. En ce qui concerne les aimants en néodyme, un format parallélépipédique est le plus adapté. Leur longueur détermine la profondeur du stator, leur largeur détermine en partie le diamètre, et leur hauteur (une fois les deux autres paramètres fixés) le flux magnétique, donc l'amplitude de la fonction de transduction. De par sa versatilité et sa forme assez allongée, le choix s'est porté sur le modèle Q-40-12-01-STIC de Supermagnete. Il présente une longueur de 40 mm (qui sera donc la profondeur de la machine), pour une largeur de 12 mm et une hauteur de 1 mm, et est fabriqué en néodyme N35. Ces aimants peuvent être empilés, de façon à augmenter le flux magnétique suivant les besoins.

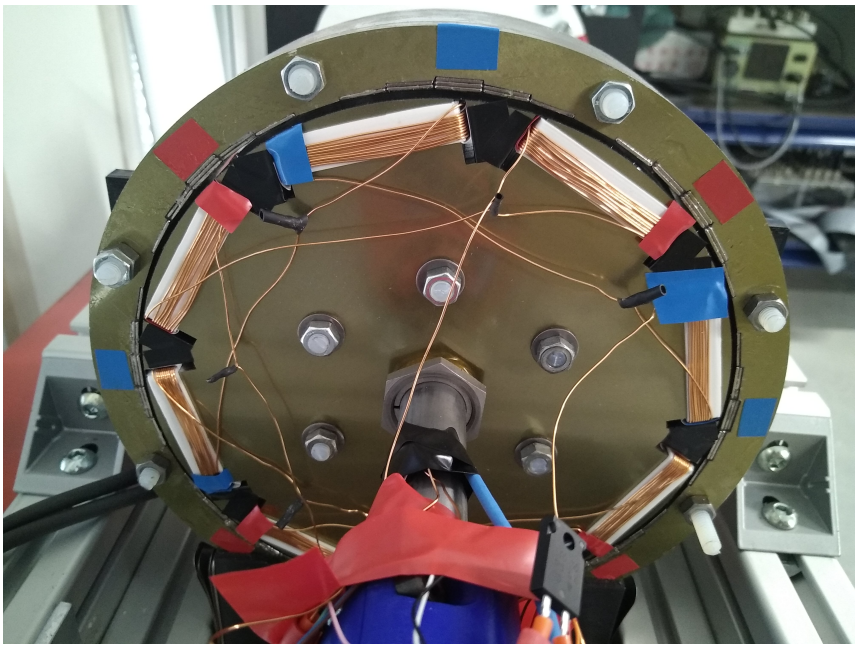
Pour construire une forme sinusoïdale dans la distribution à partir de la modélisation précédente, chaque pôle présente une symétrie dans la disposition des aimants, en en empilant de plus en plus jusqu'au centre du pôle. Les dispositions envisagées sont donc :

- 1-2-1 (longueur de pôle de 3 cm)
- 1-2-3-2-1 (longueur de pôle de 5 cm)
- 1-2-3-4-3-2-1 (longueur de pôle de 7 cm)
- ...

Dès l'empilement de quatre aimants, la largeur du pôle devient très conséquente : le H_4 nécessiterait un périmètre de 768 mm, et donc un diamètre de stator de 244 mm. Il en est de même en augmentant l'ordre de l'harmonique, puisqu'un stator en disposition 1-2-3-2-1 pour du H_6 nécessite un diamètre de 275 mm. Une telle augmentation du diamètre du rotor, de façon à garder un entrefer mince, augmenterait fortement l'inertie de la machine et donc contreviendrait à l'objectif de garder les inerties des deux volants assez proches. Plusieurs configurations sont possibles en adoptant une disposition 1-2-1,



(a) Vue éclatée du montage



(b) Ensemble monté

FIGURE 4.14 – Montage de la machine synchrone à aimants permanents

mais le choix s'est finalement porté sur une distribution en H_4, avec des pôles allant jusqu'à 3 aimants empilés. Le diamètre intérieur du stator correspondant à ce choix est de 183.3 mm, porté à 184 lors de la réalisation. L'entrefer est choisi à 2 mm, de façon à garder une certaine facilité de montage. Le rotor a donc un diamètre de 180 mm, pour une épaisseur théorique de 40 mm. La forme générale de la machine suivant ces préconisations est visible sur la figure 4.13, aux côtés de la fonction $\frac{d\Phi}{d\theta_2}$ ainsi créée. Les aimants des deux polarités y sont représentées en bleu pour la polarité positive vers l'entrefer, et en rouge pour la polarité négative. Tous les pôles occupés par des aimants au stator sont en vis-à-vis de bobines de sens d'enroulement contraires, suivant la méthode présentée dans l'annexe A. Dans cette configuration, chaque bobine présente 10 tours d'un fil de cuivre de 0.6 mm de diamètre.

La fabrication du rotor et du stator se fait par empilement de 80 tôles d'acier M600-50A de 0.5 mm d'épaisseur. Ces tôles sont enduites d'un vernis EC-3 assurant l'isolation électrique, et vissées entre elles au moyen de tiges filetées en nylon. Sur le stator, les aimants sont ensuite fixés avec de la colle Epoxy. L'ensemble est ensuite vissé sur un support en PLA permettant le centrage par rapport au rotor. Ce dernier est quant à lui monté sur le tube de torsion par des frettes de serrage Norelem recouvertes d'isolant électrique, dans le but d'isoler le bobinage embarqué de toute perturbation venant du moteur. Cette isolation est complétée par un support de PLA ceinturant les pôles du rotor, sur lequel chaque bobine est ensuite formée, isolée par du papier et enfin fixée par de l'adhésif électrique. L'ensemble de la construction ainsi que le résultat final sont visibles sur la figure 4.14.

L'ensemble permet d'obtenir un coefficient T_{FW} valant théoriquement 0.35 Nm/A, ce qui est une valeur plutôt élevée au regard de l'analyse menée sur ce paramètre dans le chapitre précédent. L'inertie totale du rotor de la machine à aimants permanents vaut quant à elle 0.0311 kg.m^2, le détail de l'influence de ses constituants étant donné dans le tableau 4.4. L'influence des câbles de branchements, des soudures, ainsi que d'un adhésif ceinturant le rotor, est négligée. Le rapport de l'inertie du rotor sur celle du volant avant vaut 1.69, ce qui répond aux impératifs de conception et permet d'observer suffisamment les variations de vitesse des deux inerties.

4.4.4 Caractérisation du banc sans amortisseur

Les inerties correspondant aux deux degrés de liberté de la figure 4.8 sont désormais connues. Les volants étant installés à L = 47 cm l'un de l'autre sur l'arbre, la raideur de torsion théorique vaut :

$$k_{eq} = \frac{G.I_{zz}}{L} = 1238.4 Nm/rad \tag{4.6}$$

avec une valeur de G = 77.52 MPa et I_{zz} = 7.508 g.mm^2. L'injection de ces valeurs dans le système 4.5 amputé de ses étouffeurs donne une fréquence de résonance pour le système primaire à ω_c = 327 rad/s. L'amortissement structurel du banc d'essai est quant à lui

TABLEAU 4.4 – Inerties des composants du rotor de la MSAP

Elément	Nombre	Masse (kg)	Inertie (kg.m²)
Tôles	80	7.39	0.0302
Tiges filetées nylon	6	0.0078	0.000012
Écrous M6	12	0.024	0.000384
Frettes de serrage	2	0.14	0.000083
Section de tube	1	0.117	0.00001
Support PLA	8	0.016	0.00011
Bobines + papier	8	0.0374	0.000258
Total	-	7.71	0.0311

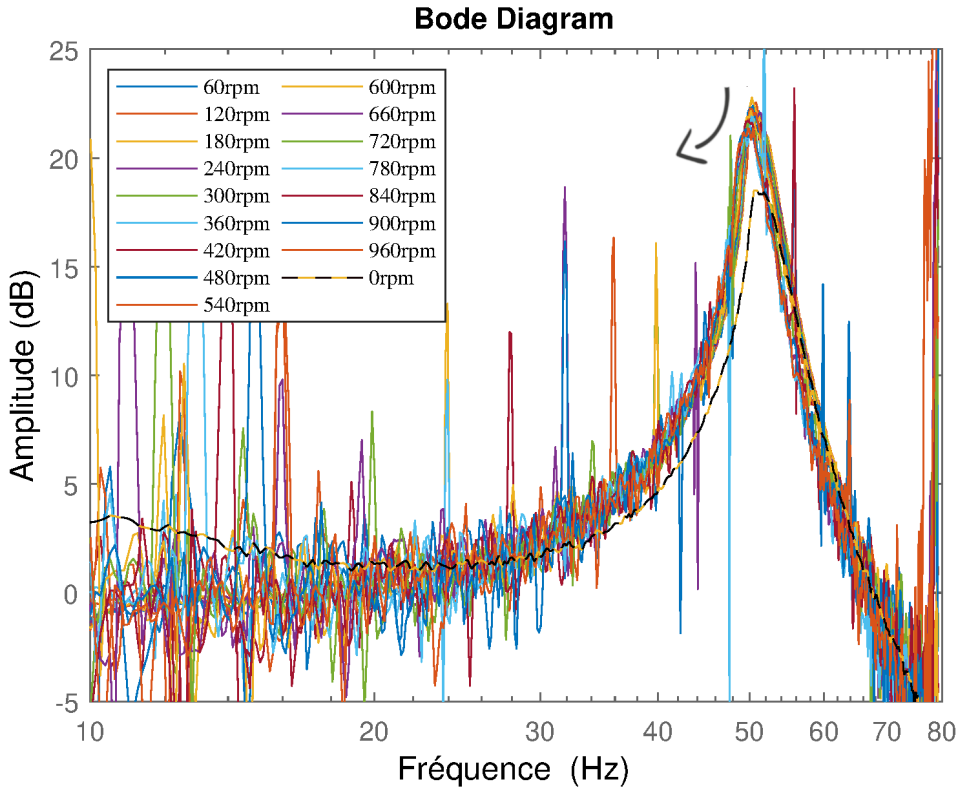
déterminé expérimentalement en faisant correspondre une courbe d'ordre 2 à la réponse fréquentielle en torsion mesurée par les ponts de jauges, installés respectivement au milieu de l'arbre de torsion (signal de sortie) et au niveau de l'accouplement (signal d'entrée). L'excitation se fait par un balayage sinus linéaire, avec une amplitude de courant de 0.2 A_{rms} (soit 0.44 Nm) et une plage de fréquences allant de 0 à 80Hz. Le comportement est analysé avec et sans rotation de l'arbre. Dans ce dernier cas, l'excitation se fait pour toutes les vitesses multiples de 60 rpm jusque 900 rpm. L'ensemble du pilotage se fait par l'interface dSPACE telle que décrite en début de chapitre, sur la station présentée sur la figure 4.15. Le résultat de ces mesures se retrouve sur la figure 4.16a.



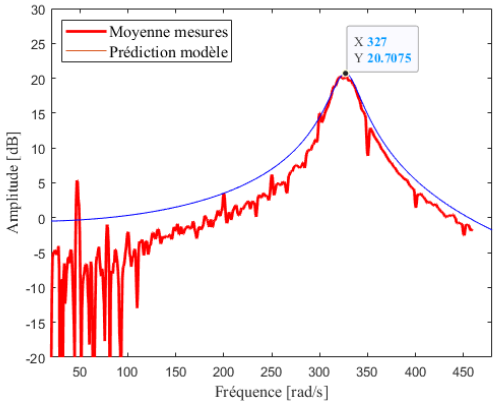
FIGURE 4.15 – Poste de contrôle et armoire électrique

On constate qu'avec la rotation, le pic de résonance a toujours sensiblement la même amplitude et la même fréquence, mais avec une diminution tendancielle marquée (de 329 rad/s à 316 rad/s) avec la vitesse. Les pics verticaux sont, eux, les effets des harmoniques de la vitesse de rotation. En comparant avec la mesure à 0 rpm, on constate aussi que l'absence de rotation a pour effet une augmentation de l'amortissement. Une comparaison de la moyenne de ces réponses pour une excitation de 0.44 Nm avec la réponse fréquentielle $\theta_2 - \theta_1$ fournie par le modèle est présentée sur les figures 4.16b et c. Le coefficient d'amor-

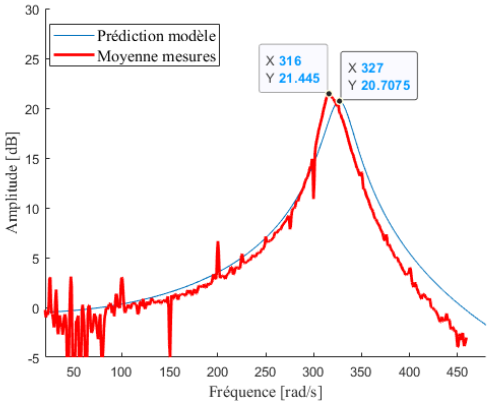
tissement structurel utilisé sur cette courbe vaut alors $\zeta = 0.0435$, mais n'est valable que pour cette amplitude d'excitation.



(a) Réponse en fréquence du rapport des ponts de jauge pour différentes vitesses



(b) Moyenne des réponses en fréquences et prédiction du modèle numérique, avec les ponts de jauges



(c) Moyenne des réponses en fréquences et prédiction du modèle numérique, avec le couple consigne

FIGURE 4.16 – Réponse en fréquence du banc d'essai sans amortisseurs

On constate une bonne approximation de la fréquence de résonance par le modèle, principalement en utilisant en entrée le pont de jauges avant. Cette mesure est en revanche défaillante à basses vitesses, et bien mieux reproduite en utilisant comme entrée le couple consigne (avec cependant une fréquence de résonance en moyenne sous-estimée). A basses fréquences, l'erreur vient des différents parasitages, mais surtout de la présence du H_1, changeant de fréquence suivant les vitesses mais ayant toujours une forte amplitude. L'acquisition des données des capteurs embarqués, et notamment des ponts de jauges, se fait au moyen d'un collecteur tournant HBM SK-12 monté au bout de l'arbre, à côté du rotor de la MSAP. Huit des voies sont occupées par les deux ponts complets, et deux autres permettent la mesure du déplacement des VCA, le câble du capteur inductif étant divisé de part et d'autre du collecteur, l'un relié au capteur, l'autre au conditionneur. Les deux dernières voies seront décrites dans la section 4.4.6, et correspondent au circuit électrique.

4.4.5 Les étouffeurs accordés

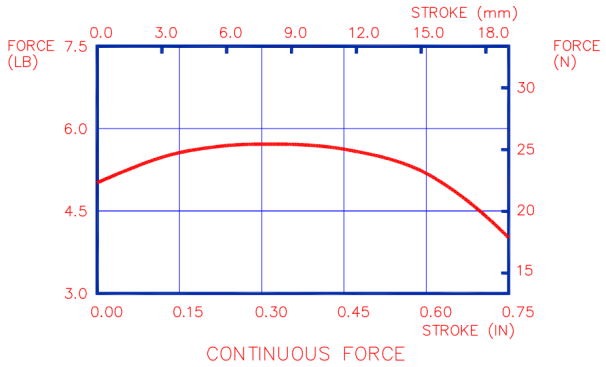
Pour garantir l'hybridation des étouffeurs, il a déjà été vu avant qu'une architecture de type bobine acoustique (VCA) était adaptée. Étant donnée l'architecture adoptée, deux actionneurs pourront être embarqués. A noter qu'en multipliant le nombre de traverses principales, il aurait été possible d'emporter autant d'actionneurs supplémentaires. L'axe de translation des actionneurs est fixé à $R_{TMD} = 7\text{cm}$ du centre de rotation du volant avant, valeur de compromis entre un bras de levier suffisant et un diamètre du volant avant raisonnable. Pour une amplitude de couple de 5Nm, et en laissant de côté pour l'instant la partie passive dans le couple amortisseur, l'ordre de grandeur pour la force exercée sur le système (définie comme le produit du coefficient de couplage des VCA par le courant) est dans le meilleur des cas :

$$F_{TMD} = T_{TMD} \times I = \frac{5Nm}{2.0,07m} = 35,7N \tag{4.7}$$

L'amplitude maximale du courant dans le VCA, I, peut être estimée en connaissant la puissance maximale P que le dispositif peut dissiper :

$$I = \sqrt{2}.I_{RMS} = \sqrt{\frac{2.P}{R_c}} \tag{4.8}$$

avec R_c la résistance de la maille de circuit portant les bobines acoustiques. Sur la partie électromagnétique, il y a donc trois paramètres à observer pour sélectionner un actionneur : le coefficient de couplage, la puissance pouvant être dissipée et la résistance du bobinage. S'y ajoutent les paramètres de taille et de masse de l'aimant et de la partie mobile, ainsi que le déplacement. La conception de l'aimant, et notamment son matériau, ainsi que la taille du bobinage, sont intégrés dans les paramètres précédents et n'ont pas besoin d'être regardés séparément. A partir de ces données de conception, ce sont deux VCA GVCM-051-032-01 de MotiCont qui sont installés dans le volant avant. Les données de conception correspondant à ces actionneurs sont données dans le tableau 4.5.



Paramètre	Valeur
Coefficient de couplage	7.6N/A
Débattement	19.1mm
Masse bobine	144g
Masse aimant	393g
Résistance	2.2Ω
Inductance	0.8mH
Puissance	25W
Diamètre	50.8mm
Longueur aimant	31.7mm

Figure 4.17 & Tableau 4.5 – Données techniques des bobines acoustiques

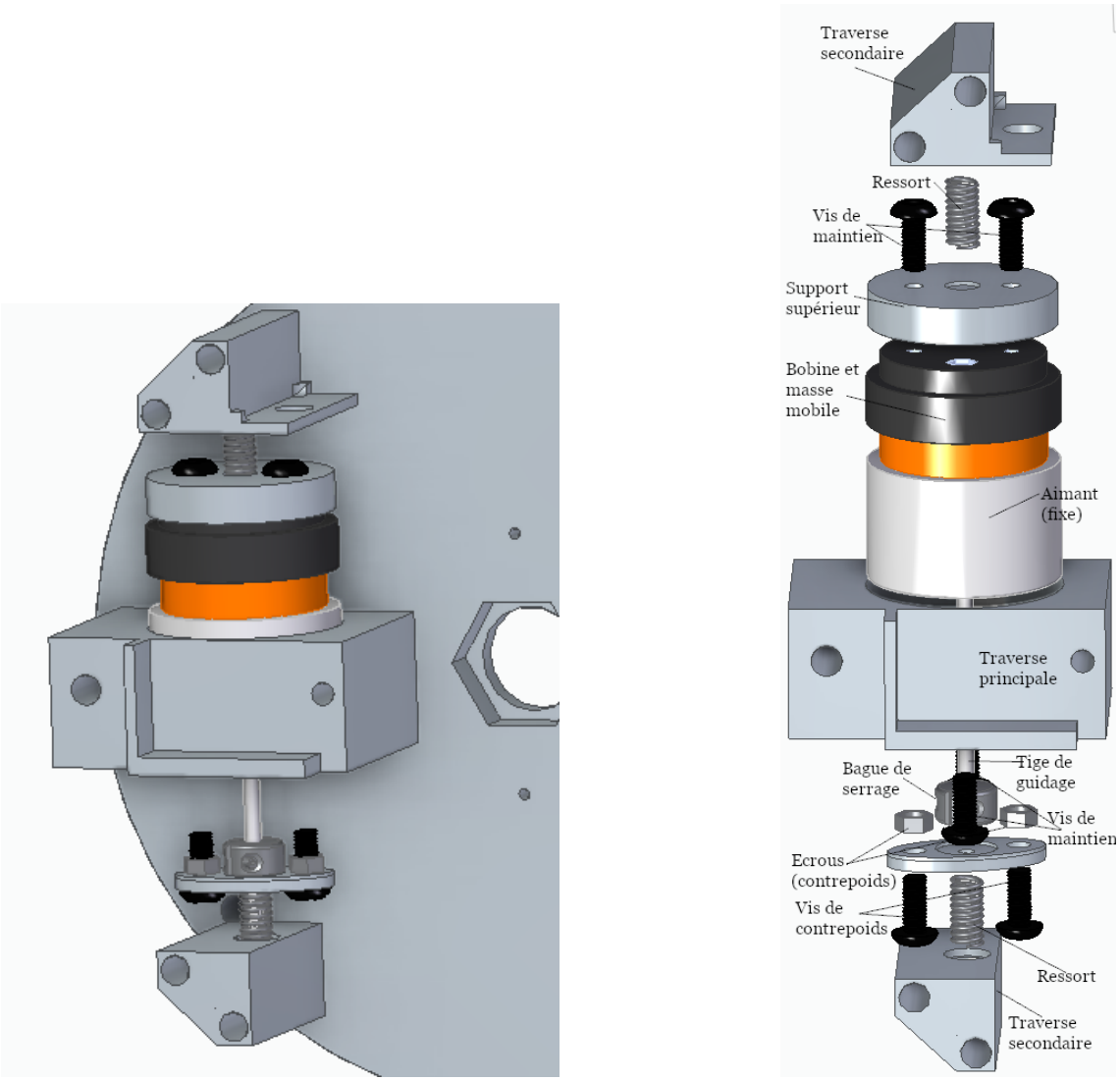
Le produit courant maximal par coefficient de couplage donne ici 36.2 N, légèrement supérieur à la valeur trouvée à l'équation 4.7.

Le VCA peut être autant installé en fixant l'aimant ou la bobine au volant. Le rapport entre les masses de la bobine et de l'aimant est ici de 36.6%, et d'après l'analyse paramétrique menée au chapitre 3, il serait plus pertinent de considérer l'aimant (élément le plus massif) comme masse mobile, de façon à augmenter le rapport modal μ. Cependant, pour des raisons d'intégrabilité et de symétrie, la masse mobile a été construite autour de la bobine, suivant la représentation de la figure 4.18. Le résultat réel est aussi visible sur la figure 4.12a. En plus de la plateforme de base du GVCM-051-032-01, deux pièces en PLA de maintien des ressorts sont intégrés de part et d'autre, d'un côté vissée directement sur l'axe mobile, et de l'autre comprimée au moyen d'une bague de serrage Huco (diamètre 4 mm). Cette dernière pièce intègre aussi la possibilité d'ajouter de la masse au moyen de vis M6 de différentes longueurs. La configuration adoptée donne une masse mobile de 187 g, soit d'après les valeurs de la partie 4.4.4 et de R_{TMD} un rapport des inerties $\mu_i = 3.14\%$ pour chaque masse mobile, d'où une valeur équivalente de $\mu = 6.28\%$.

En application des lois d'accordage, on trouve une valeur de raideur de torsion :

$$k_{TMD} = m_{TMD}.R_{TMD}^2.\omega_{TMD}^2 = 83.34 Nm/rad \tag{4.9}$$

Cette valeur est répartie sur deux ressorts de part et d'autre de la plateforme mobile,



(a) Intégration de l'étouffeur sur le volant avant

(b) Vue éclatée du montage

FIGURE 4.18 – Schéma de montage des étouffeurs sur le volant avant

chacun ayant donc une raideur théorique de :

$$k_{res,th} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_{TMD}}{R_{TMD}^2} = 8.61 N/mm \tag{4.10}$$

Le choix technologique s'est donc porté sur des ressorts Sodemann C03600490880M, dotés d'une raideur de 8.34 N/mm et d'une course maximale de 7.77 mm. Au montage, les ressorts sont précontraints de façon à permettre un débattement dans les deux directions sans perte de contact entre la plateforme mobile et les ressorts : aucun autre système de fixation n'est introduit. Si cela permet un montage et un démontage simplifié, il reste

un degré de liberté en rotation autorisé autour de l'axe de révolution du VCA. En ne le bloquant pas, il est possible qu'il se mette à vibrer, entraînant une perte.
En ce qui concerne l'amortissement, la loi d'accordage correspondante donne :

$$c_{TMD,th} = 2\sqrt{\frac{3\mu}{8(1+\mu)}}.m_{TMD}.R_{TMD}^2.\omega_{TMD} = 0.0923 Nms/rad \tag{4.11}$$

Cependant, cet amortissement théorique est en pratique difficile à assurer. Il est apporté à la fois par l'amortissement structurel des ressorts et par l'amortissement visqueux des deux douilles à billes intégrées au VCA, qui permettent d'assurer un déplacement tangentiel de l'étouffeur, notamment vis-à-vis de la force centrifuge. Celle-ci a de plus tendance à écraser les billes situées sur le côté extérieur, changeant la valeur de l'amortissement induit en fonction de la vitesse de rotation, et amenant potentiellement des frottements secs. Ces phénomènes n'ont cependant pas été étudiées plus en détails, et la valeur du coefficient d'amortissement est considérée constante par rapport à la vitesse. Elle est évaluée expérimentalement à partir de la réponse en déplacement (mesuré avec un capteur laser) de la masse mobile à une excitation en courant, l'arbre étant alors statique. On prend donc :

$$c_{TMD} = 0.0389 Nms/rad \tag{4.12}$$

L'ordre de grandeur est respecté, mais le coefficient estimé est plus de deux fois plus petit que la valeur théorique, ce qui induit un sous-amortissement marqué par rapport à l'optimum.

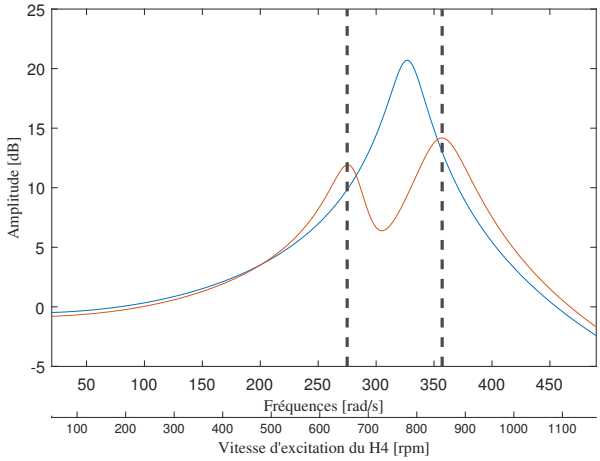


FIGURE 4.19 – Prévision de la réponse passive du banc d'essai

L'hypothèse précédente de constance de la valeur d'amortissement est considérée comme valable tant que la charge radiale exercée sur les douilles à billes par la force centrifuge ne dépasse pas la charge maximale indiquée par le constructeur. Les caractéristiques exactes du modèle de douille à billes monté sur les VCA de MotiCont

ne sont pas connu, mais en prenant les données d'un modèle équivalent (Ewellix Makers in Motion de diamètre 4 mm), on trouve une charge statique de 60 N, soit 120 N en répartissant la charge sur les deux roulements. Avec une masse mobile de 187 g, on trouve la vitesse maximale de rotation pour respecter cette hypothèse :

$$\omega_{max} = \sqrt{\frac{120}{0,07.0,187}} = 95,75 rad/s = 914 rpm \tag{4.13}$$

Cela a pour conséquence que l'excitation de la fréquence de résonance par l'harmonique choisi doit se faire à une vitesse inférieure à cette vitesse maximale. Elle doit de plus être significativement plus basse, de façon à pouvoir caractériser les phénomènes une fois la résonance passée. Avec le H_4, adopté lors la conception de la machine à aimants, la fréquence de résonance de 52 Hz originelle correspond à une vitesse de 781 rpm, ce qui permet de répondre à cette nécessité.
En l'occurrence, la simulation indique que les deux pics formés avec l'ajout des étouffeurs seront excités respectivement à 656 et 852 rpm, ce qui se retrouve sur la figure 4.19. On constate que dans cette simulation, les deux pics ne sont pas à la même hauteur (il aurait fallu pour cela une masse embarquée de 173 g), ce qui n'est pas entièrement le cas expérimentalement, comme nous le verrons au prochain chapitre. Le choix a alors été fait en fonction des résultats expérimentaux et non pas de la simulation.

Une fois le modèle de VCA choisi, il est aussi possible de vérifier l'hypothèse formulée dans la section 3.1.2 de constance du coefficient de transduction. La figure 4.17 montre qu'avec un décalage de 6 à 10 mm de la bobine par rapport à l'aimant, la force continue exercée à courant donné reste quasi-constante. Ce domaine peut même être étendu à la plage 4 mm-12 mm, en considérant une tolérance de l'ordre de 6% sur le coefficient de transduction. Un centrage correct permet donc d'estimer que l'hypothèse tient tant que le débattement de la masse mobile reste inférieur à 4 mm.

4.4.6 Circuit électrique série

Les deux générateurs de tension que constituent la MSAP et les étouffeurs sont enfin reliés l'un à l'autre par deux câbles de cuivre de diamètre 0.6 mm passant à l'intérieur du tube. Ils ressortent respectivement au niveau de la fixation du collecteur tournant et par deux trous percés symétriquement sur le tube entre les deux disques du volant avant (et alors branchés sur des borniers). L'architecture du circuit électrique retenue est un montage en série ne comprenant que des inductances et des résistances. Par rapport au schéma de la figure 4.8, le paramètre Z_c ne comprend qu'une résistance, dont la valeur est adaptée suivant les essais effectués (voir chapitre 5). Sans cette valeur, la résistance totale du circuit électrique est mesurée à 5.6Ω, et son inductance, en utilisant les valeurs constructeur pour les VCA et l'équation 4.14, issue de [WHE 82], pour les bobines (de forme carrée, ce qui est ici une approximation) de la MSAP, est estimée à 4.6 mH. La

figure 4.20 décrit plus précisément le branchement utilisé.

$$L_{bob} = 8.\frac{\mu_0.n^2.4a}{\pi}.\left(ln\left(1+\pi\frac{a}{b}\right)+\frac{1}{3.64+2\frac{b}{a}+0.51(\frac{b}{a})^2}\right) \tag{4.14}$$

avec 2a : largeur de la bobine, b : hauteur de la bobine, n : nombre de spires

Afin de mesurer le courant circulant dans ce circuit, une autre résistance de valeur 1 Ω est rajoutée entre les deux dernières voies libres du collecteur tournant. La différence des signaux fournis par ces deux voies donne la différence de potentiel aux bornes de cette résistance, ce qui permet d'obtenir une image directe du courant qui y circule. L'impédance de la carte dSPACE DS1104 utilisée étant très élevée (environ 1 MΩ), le courant circulant dans la branche parallèle est minime et n'impacte pas la mesure.

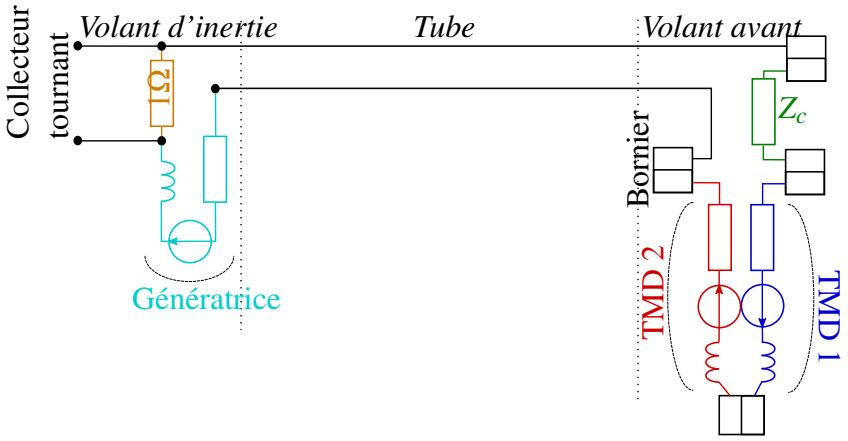


FIGURE 4.20 – Schéma de branchement du circuit RL série

4.4.7 Modèle Simulink associé

Le modèle numérique utilisé dans les illustrations précédentes et servant de point de comparaison se construit sur le même principe que celui servant au pilotage du banc d'essai. La différence majeure tient à la variable de résolution : le pilotage du banc se fait dans le domaine temporel, tandis que le modèle numérique permet une résolution directement dans le domaine angulaire, en réécrivant les équations du mouvement en changeant de variable, suivant la méthode présentée dans [BOU 14]. La variable de calcul modélisée par l'horloge désigne alors un angle dit de référence, et non plus le temps. Le choix de cet angle de référence est laissé à l'expérimentateur, et c'est celui paramétrant la position du volant avant qui est choisi ici. En effet, c'est cet élément qui subit l'excitation acyclique. L'architecture sous Simulink est présentée sur la figure 4.21, et se base sur le même schéma de fonctionnement que l'architecture dSPACE présenté sur la figure 4.1.
Le modèle permet autant de simuler une montée en vitesse que de vérifier le comportement à vitesse stabilisée, en utilisant dans les deux cas la même "boucle lente" de

régulation en vitesse, filtrée. Le filtre correspond ici à un passe-bas dont la fréquence de coupure est réglée sur un dixième de la vitesse consigne. Le correcteur est cependant réduit à un unique proportionnel, de gain -5, incorporant la conversion de la vitesse en couple.

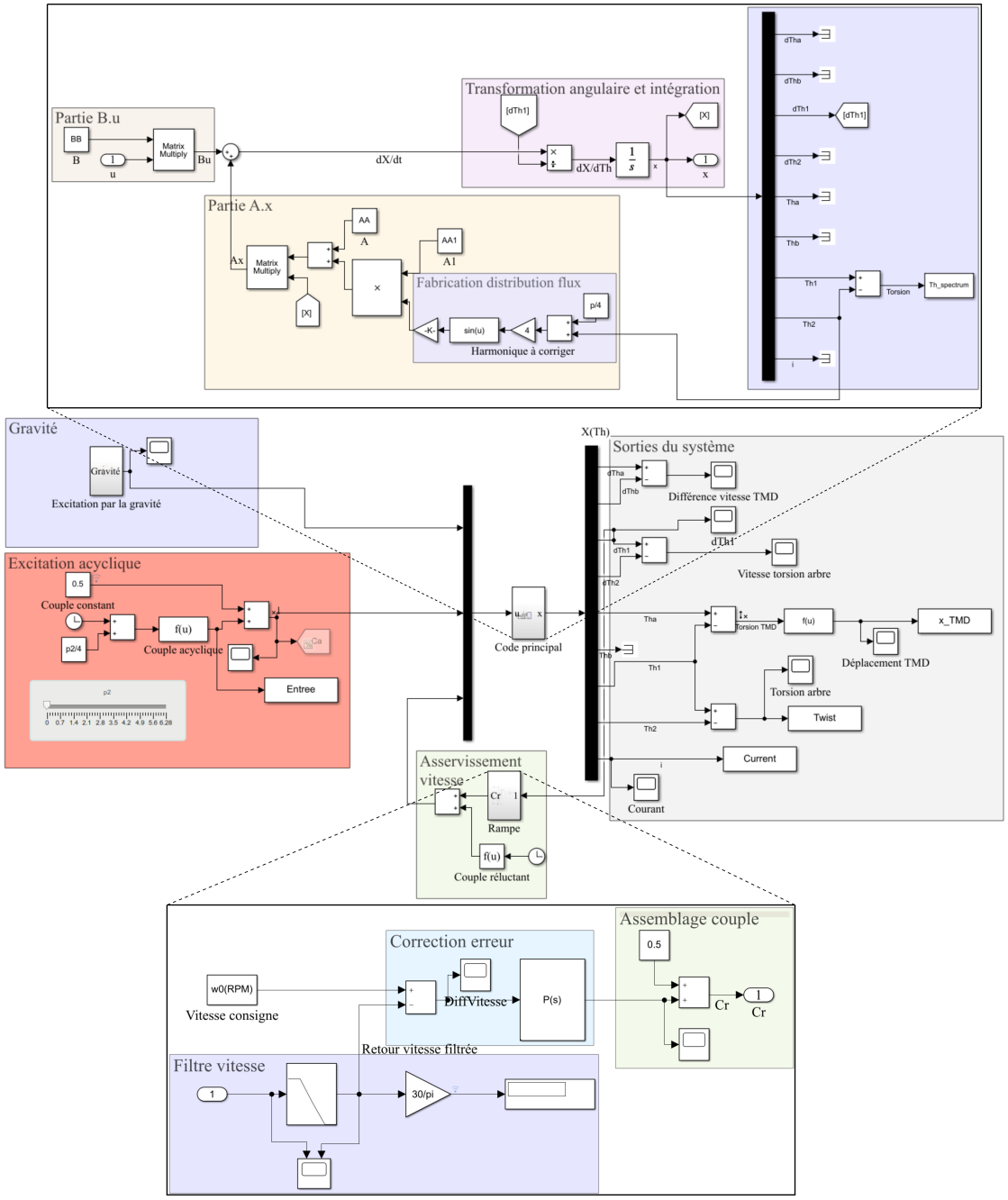


FIGURE 4.21 – Schéma modèle Simulink

Ce modèle permet donc d'obtenir plus d'informations que le modèle temporel équivalent (négligeant les oscillations de vitesse), notamment en ce qui concerne l'asservissement et la stabilisation de la vitesse moyenne. Cependant, plusieurs limites ont été constatées. Tout d'abord, la simulation peut facilement diverger dans les cas où les oscillations sont trop importantes (typiquement le cas où le coefficient d'amortissement choisi est trop faible, ou les gains des transducteurs mal choisis), ou lorsque la vitesse moyenne est trop basse. Il a été constaté que cette dernière doit rester supérieure à 130 rpm dans les configurations testées ici. A ces faibles vitesses, les oscillations ont en effet tendance, dans la période transitoire, à rapprocher la vitesse angulaire instantanée de 0 rpm, ce qui amplifie fortement les autres paramètres, étant donné la division à chaque itération par la vitesse instantanée.
Ensuite, lors du passage de la fréquence critique par le H_4 apparaît ici un phénomène qui n'avait pas lieu dans la version du modèle simulant le comportement du MDE8 : des fréquences proches de la fréquence critique se retrouvent (numériquement) amplifiées, de même que leurs harmoniques supérieurs. Ce comportement n'affecte que les positions et vitesses angulaires (et donc la torsion), qui se mettent à osciller fortement à des fréquences théoriquement non excitées. Cependant, cela n'apparaît que lorsque la vitesse consigne est une constante. Lorsque c'est une rampe, l'établissement du régime stabilisé ne se fait pas et le phénomène n'apparaît pas. En revanche, la mesure de l'amplitude du H_4 ne semble pas perturbée.
Enfin, le temps de calcul est long pour un système ne présentant que trois entrées et neuf sorties, même sur un nombre restreint de tours, car un nombre de points important (ici 5000) est nécessaire sur chaque révolution du rotor afin de correctement reproduire les phénomènes.

4.5 Conclusion sur le banc d'essai

Au cours de ce chapitre, il a été montré la possibilité de piloter un banc d'essai représentant de manière simplifiée la dynamique d'un vilebrequin, en gardant cependant les caractéristiques clés de son fonctionnement. Ce banc a ensuite été conçu, dimensionné mécaniquement et électriquement à partir des modèles précédents, assemblé, puis associé à un modèle numérique permettant d'en prédire le comportement.
La corrélation entre ce modèle et le banc est globalement correcte, mais souffre d'un certain manque de précision du fait de phénomènes liés à l'amplitude d'excitation, qui n'ont pas été davantage étudiés, ainsi qu'à l'instrumentation. Le modèle prédit ainsi plutôt correctement le comportement passif, avec et sans les amortisseurs, y compris autour de la fréquence de résonance. L'impact de ces phénomènes se retrouve ainsi principalement sur l'évaluation des coefficients d'amortissement, de l'arbre de torsion et, comme il sera vu au cours du prochain chapitre, des étouffeurs hybrides. Les effets centrifuges se rajoutant en plus peuvent eux aussi entraîner une perte de précision du modèle ainsi que des effets non-linéaires, en introduisant du frottement sec dans le débattement des étouffeurs notamment, ce qui peut avoir pour effet de les désaccorder. Le banc a été conçu pour une

configuration particulière (excitation mono-harmonique H_4 avec circuit série RL), qui sera celle étudiée par la suite, mais reste facilement démontable afin de varier les éléments impliqués dans l'amortissement, et conserve de grandes capacités d'adaptation à d'autres configurations. L'instrumentation est quant à elle limitée par les capacités du collecteur tournant utilisé, ce qui ne permet pas de multiplier les ponts de jauges sur l'arbre ou d'assurer un suivi des deux étouffeurs. L'utilisation d'accéléromètres multi-axes aurait aussi pu être un complément intéressant de la mesure des codeurs et des ponts de jauges, qui permettent toutefois une mesure assez précise des phénomènes vibratoires.
En définitive, le montage actuel est fonctionnel, et suffisant pour étudier les capacités d'amortissement du système hybride présenté au cours du chapitre 2 et modélisé dans le chapitre 3. Il permet en effet d'exciter le modèle de vilebrequin en torsion, par un couple pilotable en amplitude comme en phase et un contenu fréquentiel, dépendant de la position angulaire de l'arbre. Sur la base présentée ici, différents niveaux d'amortisseur (passif, shunté, hybride) seront ajoutés et étudiés expérimentalement, de façon à recaler le modèle numérique, à s'assurer que d'autres phénomènes susceptibles d'affecter la dynamique du banc n'ont pas été sous-estimés, et à valider expérimentalement le concept. Cela fera donc l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 5

Vérification expérimentale des capacités d'amortissement du concept

Sommaire

5.1 Investigations expérimentales sur le banc d'essai 98
5.1.1 Montage avec TMD passifs 98
5.1.2 Montage avec shunt RL 102
5.1.3 Effet de la machine à aimants permanents 104
5.1.4 Contrôle hybride - fonctionnement sans charge acyclique et prédictibilité du modèle 107
5.2 Détermination de la phase optimale pour le circuit hybride 109
5.2.1 Protocole expérimental 110
5.2.2 Résultats pour différentes vitesses et excitations 111
5.3 Capacités d'amortissement 114
5.3.1 Influence de l'amplitude d'excitation 114
5.3.2 Influence de la résistance de charge 116
5.3.3 Limites du démonstrateur 117
5.3.4 Conclusion 119

Ce chapitre se construit comme une succession de vérifications sur des "briques élémentaires". Dans un premier temps, chaque brique élémentaire de l'amortisseur hybride est ajouté au banc d'essai, et leur impact est étudié séparément. Une fois leur effet compris, c'est le comportement complet de l'amortisseur hybride qui est testé et comparé aux prédictions du modèle numérique associé.

5.1 Investigations expérimentales sur le banc d'essai

5.1.1 Montage avec TMD passifs

La première investigation expérimentale du banc d'essai s'articule autour du comportement purement passif du montage des étouffeurs. Cette vérification poursuit trois buts : vérifier le bon accordage des étouffeurs (en ajustant au besoin la masse mobile), vérifier les hypothèses faites sur le coefficient d'amortissement c_{TMD}, et qualifier les effets des forces centrifuges sur le montage. Dans cette configuration, le circuit électrique est ouvert, et la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ne se comporte que comme "volant d'inertie".

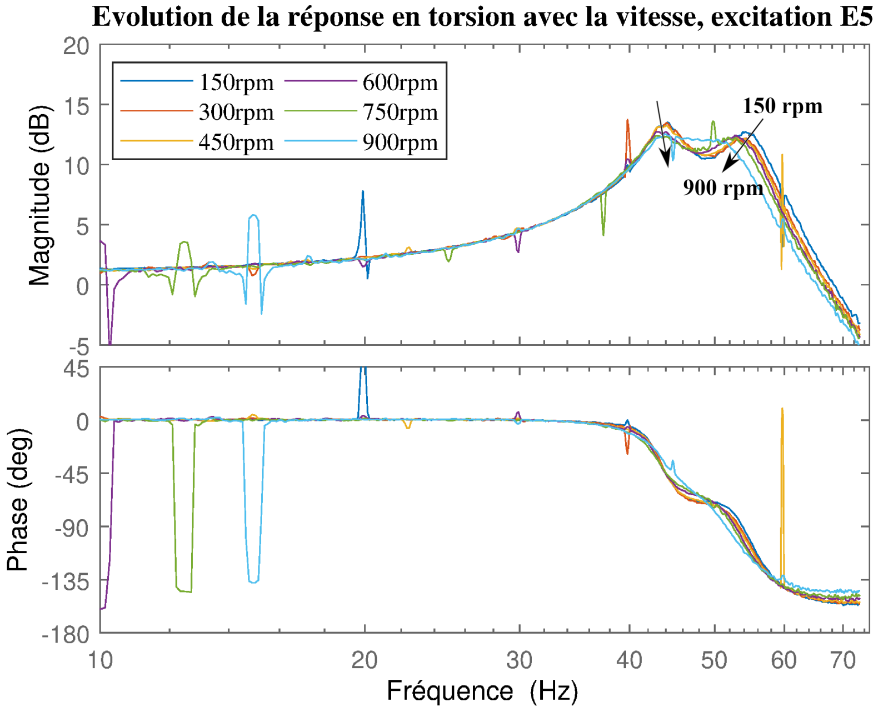


FIGURE 5.1 – Effet de la vitesse de rotation

L'excitation se fait avec le moteur PHASE, d'abord sans rotation d'ensemble, puis en tournant à des vitesses de plus en plus élevées. Elle reproduit un scénario de balayage

fréquentiel linéaire, entre 0 Hz et 80 Hz (la fréquence critique du système primaire étant de 52 Hz). La phase n'est pas modifiée pendant le balayage, et reste donc constante nulle par rapport à la référence du codeur moteur. L'amplitude d'excitation est quant à elle constante par rapport à la vitesse, et plusieurs valeurs sont testées (ayant pour référence le courant de pilotage de ce moteur) et tabulées dans le tableau 5.1. Les effets de la vitesse de rotation et de l'amplitude d'excitation se retrouvent respectivement sur les figures 5.1, pour une amplitude d'excitation de 0.5 A_{rms} (excitation E5, exerçant un couple de 1.11 Nm), et 5.2, pour des mesures à 150 rpm et sans rotation. On y regarde la mesure du pont de jauges comme indicateur de la réponse en torsion, en fonction de l'excitation envoyée par le moteur (atteignable par la mesure du courant, ou pour les deux figures suivantes, par le pont de jauges monté à l'avant et servant de couplemètre).

TABLEAU 5.1 – Tabulation des excitations utilisées

Notation	Amplitude courant (A_{rms})	Amplitude couple (Nm)
E2	0.2	0.44
E4	0.4	0.89
E5	0.5	1.11
E6	0.6	1.33
E8	0.8	1.78
E10	1.0	2.22
E12	1.2	2.67
E14	1.4	3.11
E16	1.6	3.55
E18	1.8	4.00
E20	2.0	4.44
E40	4.0	8.88

Sur la figure 5.2, il est déjà possible de constater que l'amplitude d'excitation joue un rôle : plus cette valeur est importante, plus la réduction de la torsion mesurée est grande, tandis que la fréquence critique tend à diminuer. Ce phénomène, qui pouvait déjà se constater sur la figure 4.16, semble davantage lié à une dissipation d'énergie plus importante dans les autres organes du banc d'essai qu'à un caractère non-linéaire du montage ou de la barre de torsion, associée à un assouplissement du montage, voire à une augmentation de l'inertie. En ce sens, les mesures faites pour de grandes amplitudes d'acyclisme ne sont pas représentatives du comportement passif réel, et on peut s'attendre à une perte de prédictibilité du modèle numérique. En revanche, quand cette amplitude est trop faible, le signal est trop bruité pour fournir un aperçu satisfaisant de la torsion. On remarque aussi que ce constat est valable que le banc présente une rotation d'ensemble ou non. Des essais à d'autres vitesses ne montrent pas d'altération de ce phénomène, qui semble alors davantage lié au comportement des étouffeurs ou de l'accouplement.

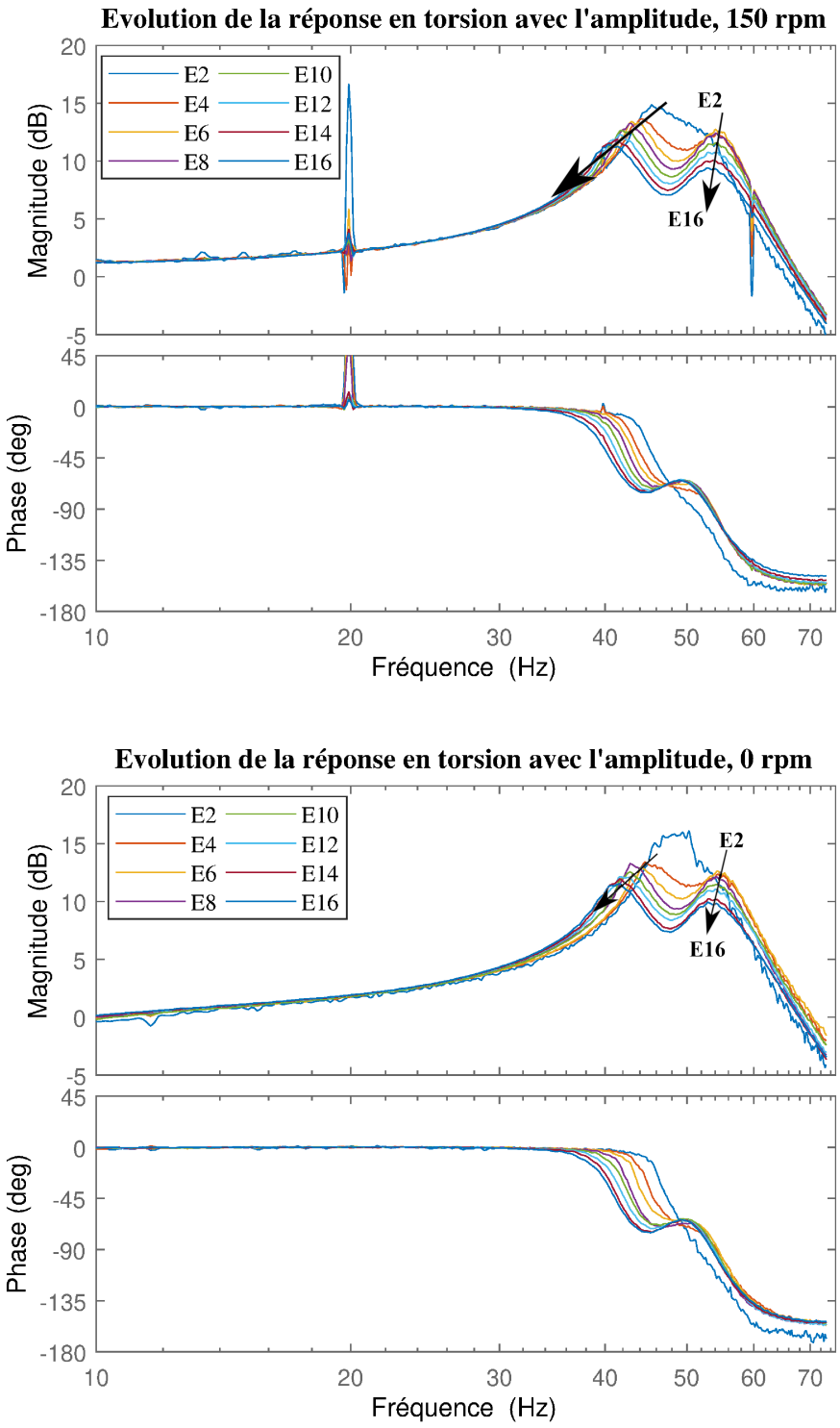


FIGURE 5.2 – Effet de l'amplitude d'excitation

En ce qui concerne l'influence de la vitesse d'ensemble (figure 5.1) à excitation donnée, le comportement de l'amortisseur passif pour des vitesses inférieures à 450 rpm et des amplitudes d'excitation raisonnables sont tout à fait cohérentes avec la prédiction de la figure 4.19. Au delà de cette vitesse, on constate une perte de cohérence et une augmentation progressive de l'amortissement de la réponse en torsion. A 900 rpm, les deux pics distincts disparaissent même, ce qui semble montrer que c_{TMD} a une valeur proche de la valeur trouvée dans l'équation 4.11. Deux hypothèses peuvent expliquer cela. La première soutient que c'est la charge radiale exercée par la force centrifuge sur les douilles à billes qui augmente le coefficient d'amortissement c_{TMD} des étouffeurs. La deuxièmepropose que le centre de gravité G de la masse mobile de l'étouffeur ne se trouve pas par construction dans la direction radiale du volant avant. La situation est illustrée sur la figure 5.3. Cela implique qu'une projection de la force centrifuge se retrouve dans la direction de déplacement de la masse de l'étouffeur. Qui plus est, l'oscillation de la masse mobile fait que la norme et le point d'application de cet effort changent en permanence. Néanmoins, le constat est que la masse mobile se retrouve de plus en plus poussée contre le ressort supérieur à mesure que la vitesse de rotation augmente, et ce de manière quadratique, ce qui ne fait que renforcer le phénomène. Les ressorts n'étant comprimés que de 3 mm, le ressort inférieur se retrouve donc potentiellement "décollé" de la masse mobile lors d'oscillations de grandes amplitudes, typiquement autour de la fréquence de résonance, alors que le ressort supérieur arrive lui en butée.

Cette considération a donc amené à une modification du banc, avec un abaissement de l'ensemble du montage des étouffeurs de 6 mm vers le bas, de façon à limiter les effets néfastes des forces centrifuges. La modification d'inertie du volant avant est ici minime, le changement des masses et des positions du centre de gravité des sous-éléments se compensant presque entièrement. En revanche, pour permettre plus d'allonge, les ressorts C03600490880M sont remplacés par des C03600511000M possédant le même rayon, une longueur à vide 3 mm plus grande et une raideur presque inchangée (8350 N/m au lieu de 8340 N/m, ce qui change la fréquence des TMD de moins d'un Hertz). L'impact de l'ensemble de ces modifications est considéré comme négligeable sur les valeurs des paramètres mécaniques, étant données les incertitudes pesant sur celles-ci. Les essais de comparaison faits n'ont pas démontré de changement remarquable dans les réponses en torsion par rapport au montage précédent, invalidant la seconde hypothèse comme cause de ce comportement altéré. Même si le changement d'architecture permet de mieux tirer partie du débattement des ressorts, le désaccordage à haute vitesse ne s'en retrouve pas corrigé.

A l'issue de ces essais, suite à une usure entre les pièces en PLA et celles en acier, il a été constaté l'apparition d'un jeu mécanique empêchant une transmission correcte des efforts. Les deux pièces concernées ont donc été collées entre elles, compromettant le démontage mais assurant un comportement stable. Les figures 5.1 et 5.2 ont été construites avec des mesures faites après ces deux modifications.

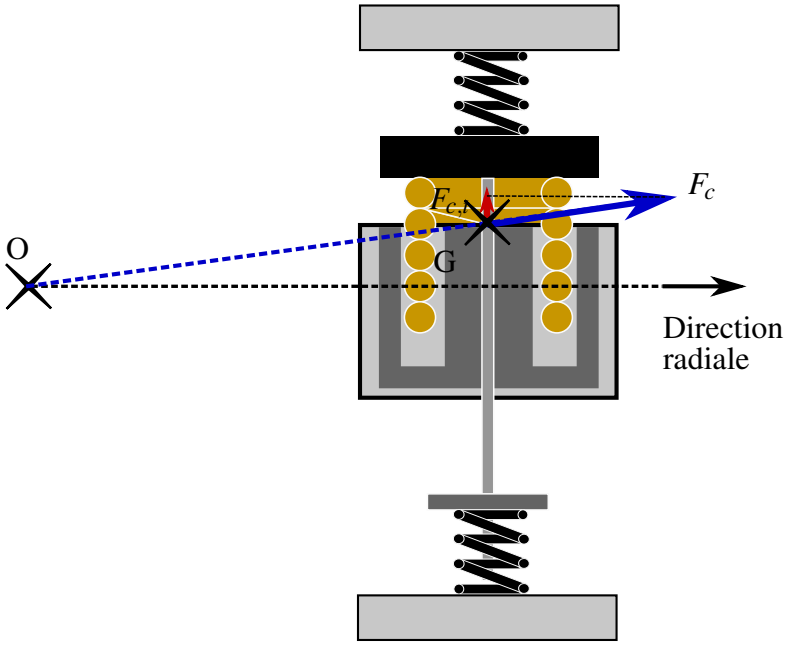


FIGURE 5.3 – Effet de la force centrifuge sur la masse mobile de l'étouffeur

Le bilan de ces essais montre que l'accordage passif de l'amortisseur est acceptable, et conforme à la prédiction numérique. Cependant, les coefficients d'amortissement restent assez mal connus, et sujets à modification, notamment du fait des effets inertiels à haute vitesse et de l'influence de l'amplitude de débattement des étouffeurs. En ce qui concerne le coefficient d'amortissement c_{TMD}, la valeur donnée en 4.12 reste acceptable pour des vitesses de rotation jusque 450 rpm. Un recalage précis n'est cependant pas nécessaire pour une première conception de banc académique.
Ces premiers essais ont aussi été l'occasion de vérifier d'autres évènements, comme la présence d'un balourd sur le volant avant, causant l'apparition d'un harmonique d'ordre 1 assez marqué dans la réponse en torsion, ainsi que l'effet de la gravité sur les deux masses mobiles.

5.1.2 Montage avec shunt RL

L'étape suivante dans l'hybridation de l'amortisseur consiste en la fermeture du circuit électrique, en n'incorporant que les deux VCA (qui apportent donc une résistance de 4.4 Ω et une auto-inductance de 1.6 mH), ainsi que potentiellement une résistance supplémentaire. Des valeurs de résistance de 22 Ω, de 10 Ω et de 5 Ω sont testées. Comme vu au chapitre 3, la fermeture du circuit simule par rapport au TMD l'ajout d'une masse (inductance du circuit) et d'un amortissement supplémentaire (résistance du circuit). La raideur étant conservée en l'absence de capacité dans le circuit, cela amène nécessairement un désaccordage de l'étouffeur. Cependant, la valeur d'auto-inductance reste faible ici, et son effet n'est pas prépondérant.

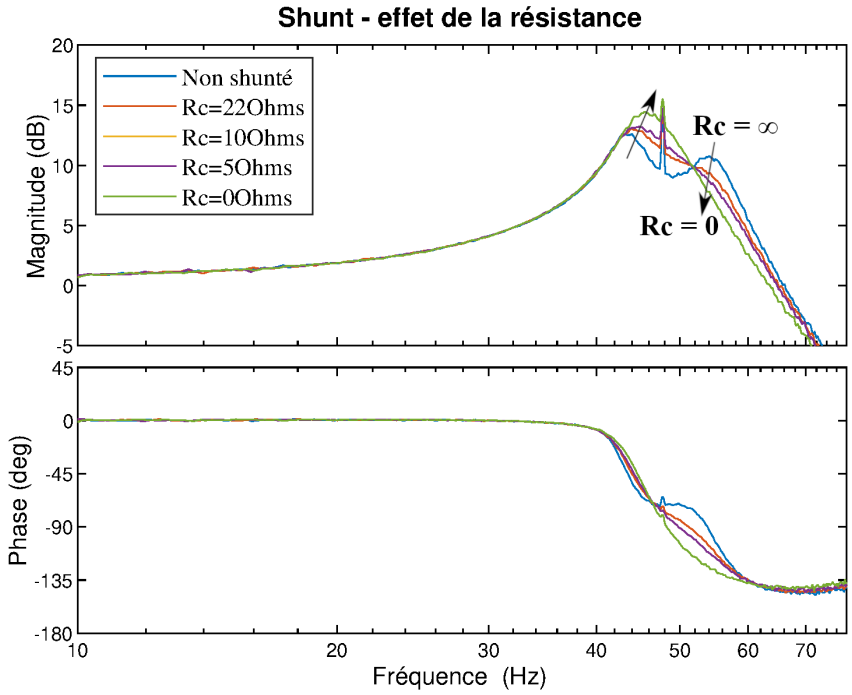


FIGURE 5.4 – Fonction de réponse en fréquence du banc en configuration d'amortisseur shunté

A tension égale, plus la résistance dans le circuit est grande, et plus l'intensité du courant, et donc la force contre-électromotrice sera faible, ce qui fera tendre l'ensemble vers un système passif classique. La figure 5.4 montre pour les quatre résistances testées (0, 5, 10 et 22 Ω) le résultat sur la torsion après un balayage en fréquence similaire au cas précédent, avec une vitesse de rotation d'ensemble fixée à 120 rpm. Dans le cas non shunté, on retrouve bien le comportement passif attendu, avec les deux "bosses" caractéristiques du système accordé. Ce cas est donc équivalent à celui d'une résistance infinie, aucun courant ne circule. A mesure que la résistance testée diminue, on constate que la bosse de plus basse fréquence augmente en amplitude et se décale en fréquences vers la droite, tandis que la bosse de plus haute fréquence s'atténue, au point de ne plus être visible pour un montage court-circuité (0 Ω). L'ensemble tend alors vers un système résonant sans amortisseur, dans lequel les étouffeurs se retrouvent "collés" au système primaire, y ajoutant donc leur inertie (ce qui cause une légère diminution de la fréquence de résonance).

Si on s'intéresse à la phase, on constate le même effet, avec une "étape intermédiaire" de moins en moins marquée dans la transition de phase. Cependant, et la remarque est importante, on constate que la transition de phase n'est pas complète, et se stabilise autour de -150°, tandis que la stabilisation intermédiaire ne se fait pas comme prévu à -90°,

mais à -72°. Ce comportement apparaissait déjà avant les modifications, mais la tendance semble ici plus marquée. Aucune explication satisfaisante à un tel comportement n'a été trouvée à ce jour.

5.1.3 Effet de la machine à aimants permanents

Dans cette partie, l'influence des étouffeurs accordés n'est plus prise en compte. Le stator de la MSAP est installé, et seul est étudié l'impact de cette installation sur le comportement du rotor. Dans un premier temps, le circuit électrique de la machine est laissé ouvert, comme dans le cas précédent. Dans un second temps, il est branché directement sur le collecteur tournant, de part et d'autre de la résistance de 1Ω servant de capteur de courant.

Effets magnétiques

Par conception, la machine comporte quatre paires de pôles, ce qui implique un découpage spatial en huit sections. Il est donc logique de s'attendre à la présence de H_4 et de H_8 dans le couple réluctant. A l'installation, celui-ci a un effet très marqué sur la rotation du rotor, qui se positionne par défaut de manière à maximiser le flux magnétique entre les pôles du rotor et les aimants du stator. La présence de ce couple réluctant autorise à voir la MSAP avec circuit ouvert comme un autre type de générateur d'acyclisme, s'appliquant non plus sur le volant avant mais sur le volant d'inertie. En conséquence, même sans utiliser le couple d'origine électrodynamique, le comportement de la machine est déjà celui d'un amortisseur. Qui plus est, la présence de ce flux magnétique perturbe l'utilisation du banc à vitesse de rotation nulle (analogue à un simple pot vibrant en torsion).
La figure 5.5 donne le résultat sur un demi tour de la simulation du couple réluctant de la configuration du banc d'essai, telle que calculée par le logiciel Ansys Maxwell. Une expression analytique du couple réluctant, dérivée en en calculant la transformée de Fourier à partir de la courbe précédente, donne, en ne gardant que les quatre harmoniques principaux :

$$\begin{aligned} C_{rel}(\theta) = \frac{\partial W_{i=0}}{\partial \theta} =& 0.369 sin(8\theta + 0.05) + 0.175 sin(24\theta - 2.99) + \\ & 0.4675 sin(48\theta - 2.84) + 0.197 sin(56\theta - 2.79) \end{aligned} \tag{5.1}$$

De cette expression, il est possible de constater la présence attendue d'un H_8 assez marqué, mais aussi de certains harmoniques, notamment sextuple, étant donnée la division de chaque pôle du stator en un schéma 1-2-3-2-1 (donc six ruptures par pôle, soit 48 sur l'ensemble de la couronne). C'est d'ailleurs ce dernier qui est majoritaire dans la réponse. On peut remarquer que le H_4 n'apparaît surprenamment pas comme harmonique majoritaire, alors que son harmonique sextuple le H_{24} l'est pour la même raison que précédemment. La présence de l'ordre 56 n'est en revanche pas claire, mais pourrait être

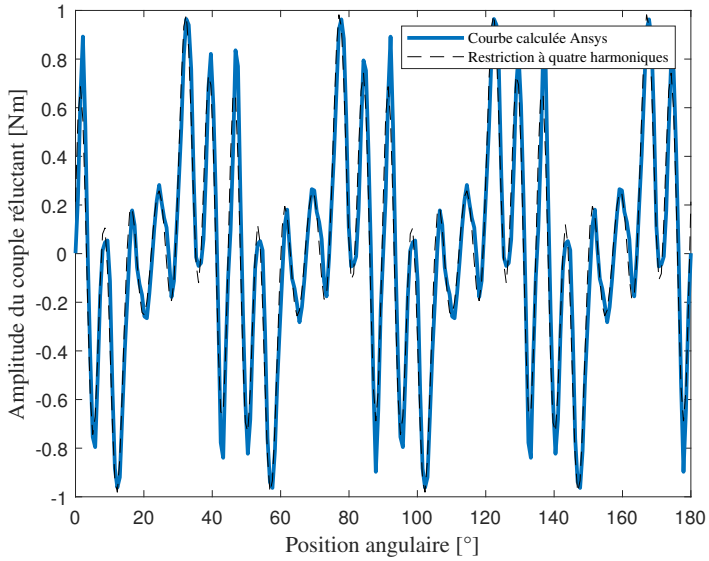


FIGURE 5.5 – Simulation par Ansys du couple réluctant de la MSAP

liée à la présence de sept zones "plates" (pile d'aimant ou fer) par pôle.

Ce résultat peut être mis en comparaison avec une mesure indirecte sur le banc d'essai, utilisant la torsion mesurée par le pont de jauges pour une rotation sans oscillation imposée par le banc d'essai, et sans étouffeurs accordés. A l'asservissement résiduel du moteur électrique près, la seule perturbation cyclique est donc celle imposée par le couple réluctant. Le spectre obtenu pour des rotations à 60 rpm et 90 rpm, avec et sans le stator, est donné sur la figure 5.6. On y retrouve les quatre harmoniques précédents, mais d'autres sont présents : le H_1 est issu de la présence de balourds dans le rotor et d'un frottement dans les paliers, le H_4, présent que le stator soit monté ou non, donc potentiellement issu des paliers (son influence décroit avec la vitesse de rotation), et la plupart des multiples de quatre à plus ou moins grande amplitude. Avec le H_{24} et le H_{48}, ils sont déjà présents dans la réponse en l'absence de stator. Il est aisé de constater la présence d'un phénomène fréquentiel par son décalage vers la gauche du spectre entre les deux graphes. Cela correspond à l'excitation des fréquences des deux bosses (44 et 56 Hz) par la tension alimentant le moteur électrique. A part les H_{32}, H_{48} et H_{56}, affectés par cette excitation, et le H_{24} dont l'amplitude diminue en rajoutant le stator (probablement car déphasé par rapport au cas sans stator), les autres harmoniques présentent une amplitude du même ordre de grandeur entre les mesures, et sont cohérents avec ce qui était attendu. Cependant, pour des raisons de précision de résultats, c'est la décomposition harmonique de la simulation qui sera utilisée dans le modèle Simulink. Remarquons aussi que dans la figure 5.6, aucun des harmoniques n'apparaît sur des ordres exactement entiers. Cela est dû à l'erreur en vitesse, entre la consigne (utilisée pour construire le graphe) et la moyenne des vitesses instantanées.

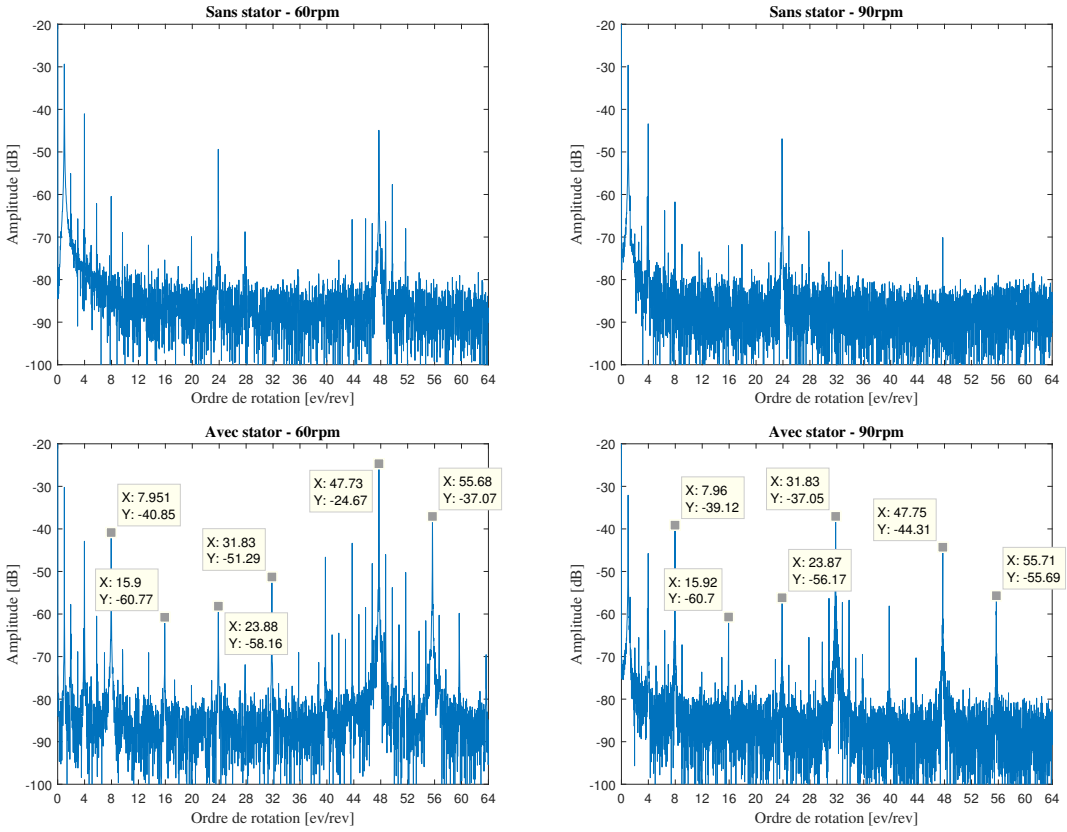


FIGURE 5.6 – Spectre fourni par le pont de jauges, pour mesurer le couple réluctant, à 60rpm (gauche) et 90rpm (droite), avec et sans stator

Effets sur le courant - couple électrodynamique

En ne branchant que la MSAP dans le circuit embarqué, il est possible d'évaluer la tension et donc le courant qu'elle y crée, connaissant l'impédance du circuit. La mesure se fait ici en l'absence d'excitation acyclique de la part du moteur électrique, pour différentes vitesses de rotation. Le résultat sur un tour est indiqué sur la figure 5.7. Une comparaison rapide avec la courbe calculée numériquement sur la figure 4.13 permet d'évaluer la bonne prédiction du modèle. En divisant par la vitesse la tension trouvée précédemment, et en utilisant encore une fois l'analyse de Fourier, on trouve comme expression analytique pour la fonction de transduction :

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi(\theta)}{d\theta} =& 0,283.sin(4\theta) + 0,0022.sin(20\theta + 3.62) + 0,0035.sin(28\theta) + \\ & 0,0026.sin(36\theta + 0,59) + 0,012.sin(44\theta + 3,7) + 0,006.sin(52\theta + 3,76)\end{aligned} \tag{5.2}$$

ce qui donne, en restreignant comme précédent à l'harmonique principal, un coefficient T_{FW} =0.283 Nm/A. Pour rappel, l'amplitude T_{FW} déterminée au chapitre précédent en tronquant à l'harmonique majoritaire était de 0.35 Nm/A : la mesure réelle est donc 20%

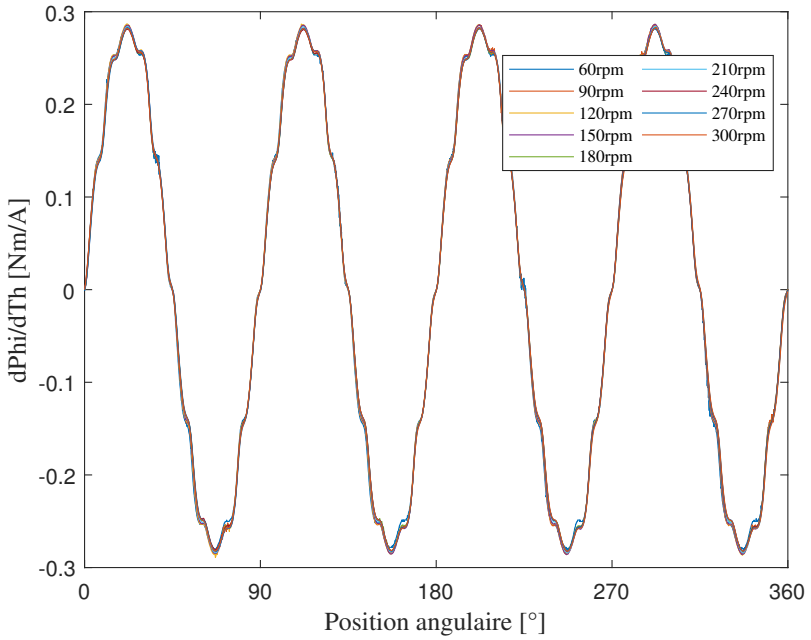


FIGURE 5.7 – Mesure de la tension créée dans le circuit par la MSAP

plus faible. La réduction à l'harmonique majoritaire conservait cependant 92% de l'information, ce qui justifie l'hypothèse faite a posteriori. Dans l'expression ci-dessus, les phases indiquées ne correspondent qu'au déphasage relatif entre harmoniques. L'angle de calage φ affectera ensuite la totalité de ces harmoniques.
La connaissance de la fonction de transduction et la mesure du courant permettent ainsi de connaitre entièrement le couple électrodynamique, et en ajoutant l'estimation du couple réluctant, le couple de la MSAP.

5.1.4 Contrôle hybride - fonctionnement sans charge acyclique et prédictibilité du modèle

Le dernier essai mené pour vérification est celui du comportement du système hybride en l'absence de couple acyclique issu du moteur électrique. Le but en est autant de prouver le fonctionnement du circuit hybride que de lier ce fonctionnement aux résultats numériques. Afin d'éviter tout risque de casse de matériel, une résistance de charge (impédance "pilotable" se rajoutant à la résistance "fixe" correspondant à celle des bobines et des fils de cuivre) de 22 Ω capable de dissiper 150 W est placée dans le circuit. Avec une telle résistance, il est prévu que l'intensité du courant dans le circuit hybride ne dépasse pas 1 A : valeur suffisante pour observer l'interaction entre les deux transducteurs sans minimiser le courant en dissipant toute la puissance produite.
Dans cette configuration, toute l'excitation est issue de l'amortisseur hybride lui-même (puisque le moteur d'entraînement n'applique qu'un couple adapté à maintenir la vitesse

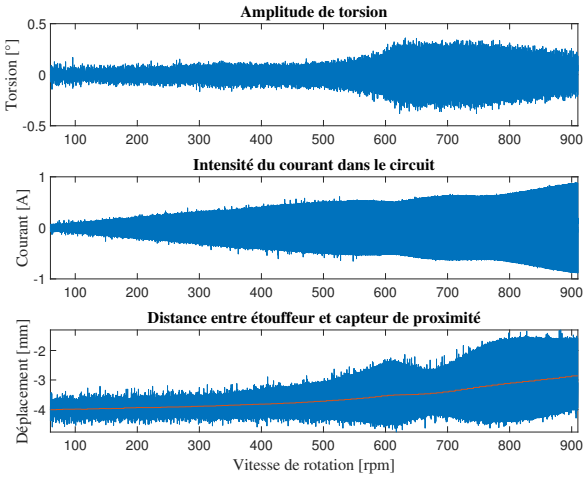


FIGURE 5.8 – Mesure en torsion, courant et position des VCA pour un essai sans chargement

moyenne). Par construction, cette excitation est donc cyclique, proportionnelle au courant produit dans le circuit. Pour parcourir la bande passante et construire la fonction de réponse en fréquence du courant et du déplacement des étouffeurs, c'est la consigne en vitesse de rotation du banc qui est utilisée. Toutes les 2 secondes, cette vitesse est augmentée de 10 rpm, et ce entre 60 et 910 rpm. Le tracé obtenu pour la position de l'étouffeur, le courant et la torsion est représenté en figure 5.8. Pour la position de l'étouffeur, la courbe en rouge donne aussi la position moyenne, dont on voit l'évolution, quadratique, du fait de la force centrifuge. Une comparaison aux résultats de la simulation, portant seulement sur l'amplitude est donnée sur la figure 5.9. L'extraction de l'amplitude expérimentale se fait en isolant des tronçons sur lesquelles la vitesse est stabilisée, sur lesquels on extrait ensuite la composante harmonique d'intérêt.

On constate pour le courant la présence caractéristique d'une "double bosse", avec des ruptures de pentes. Dans les basses fréquences, la MSAP fournit de plus en plus de courant, alors que les VCA restent encore assez peu mobiles. Ils se mettent ensuite en mouvement en approchant de la fréquence de résonance, d'abord en phase avec les oscillations du volant avant, puis en opposition. La tension qu'ils produisent change donc de phase par rapport à celle de la génératrice. On peut en effet noter que les deux creux interviennent pour les fréquences où l'on trouverait dans le cas d'un amortisseur passif les deux bosses de la réponse en torsion. C'est aussi le cas pour le déplacement du capteur, qui présente lui aussi deux maxima à l'occasion du passage de ces mêmes fréquences. En ce qui concerne la torsion, on constate que les deux bosses de l'amortisseur passif se retrouvent encore, même si moins distinctement et avec une amplitude différente. Par rapport à la simulation, on constate que la mesure expérimentale possède les mêmes tendances. Ici cependant, les valeurs d'amortissement mesurées au chapitre précédent dans des conditions statiques ont été modifiées de façon à tenir compte des observations sur le comportement dynamique. Ainsi, la valeur du coefficient d'amortissement des étouffeurs c_{TMD} est revalorisée et es-

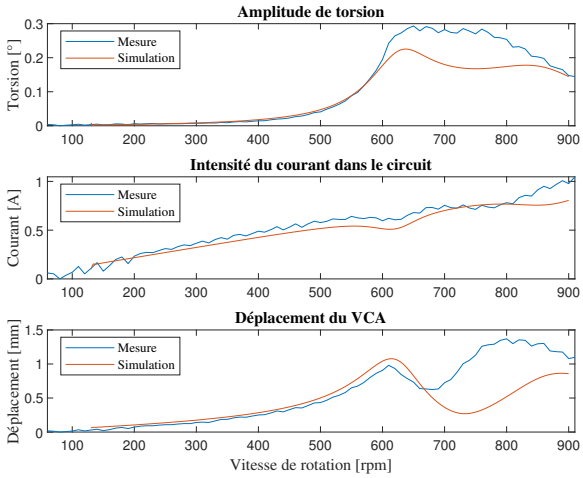


FIGURE 5.9 – Comparaison des valeurs de l'essai à la prédiction numérique

timée à 0.07 Nm.s/rad, pour tenir compte des changements dûs aux efforts radiaux, levant ainsi l'hypothèse qui avait été faite dans la section 4.5.5. Le coefficient d'amortissement structurel du banc est quant à lui réestimé à ζ =0.02, considéré constant ici mais variant très probablement du fait des changements de l'amplitude d'excitation exercée sur le banc (proportionnelle au courant dans les étouffeurs).
Ces modifications sur les paramètres du modèle ne changent cependant pas un autre constat : la fréquence à laquelle la deuxième bosse apparaît est plus faible que celle prévue par le modèle, alors que la première était correctement prévue. Cette observation laisse supposer que le banc se comporte sous l'effet d'une excitation de plus grande amplitude comme si l'inertie du volant avant était augmentée (ce qui abaisse la fréquence critique du banc et désaccorde les étouffeurs, mais ramène effectivement la seconde bosse à la fréquence observée expérimentalement sans modifier la première). Cette hypothèse serait de plus cohérente avec les observations des figures 5.1 et 5.2.
Malgré cela, le modèle numérique permet une très bonne prédiction du comportement dynamique du banc d'essai.

5.2 Détermination de la phase optimale pour le circuit hybride

Il a été vu lors de l'analyse paramétrique du chapitre 3 qu'il existait une phase optimale dans la fonction de transduction de la MSAP, permettant de réduire au mieux les vibrations de torsion. Cette section a donc pour but de rechercher expérimentalement cet optimum. Cependant, le banc ne permet pas de modifier directement la fonction de transduction, notamment du fait de la présence du couple réluctant, et en l'absence de tout système de pilotage sur le stator. La figure 3.12 rappelle tout de même que ce déphasage

est comptabilisé relativement à l'excitation, ce qui permet malgré tout un certain contrôle.

5.2.1 Protocole expérimental

Ainsi, pour étudier l'influence de la phase, à défaut de pouvoir changer celle de la MSAP, c'est celle de l'excitation acyclique qui sera modifiée. L'harmonique étudié ici étant le H_4, les effets dus à la gravité (d'ordre 1) n'ont pas d'influence, et changer de phase dans l'excitation revient à "tourner" d'autant celles des étouffeurs et de la MSAP. Cela revient donc à un changement d'angle de référence autour de l'axe de rotation du rotor, et est donc équivalent à un déphasage du rotor par rapport au stator.

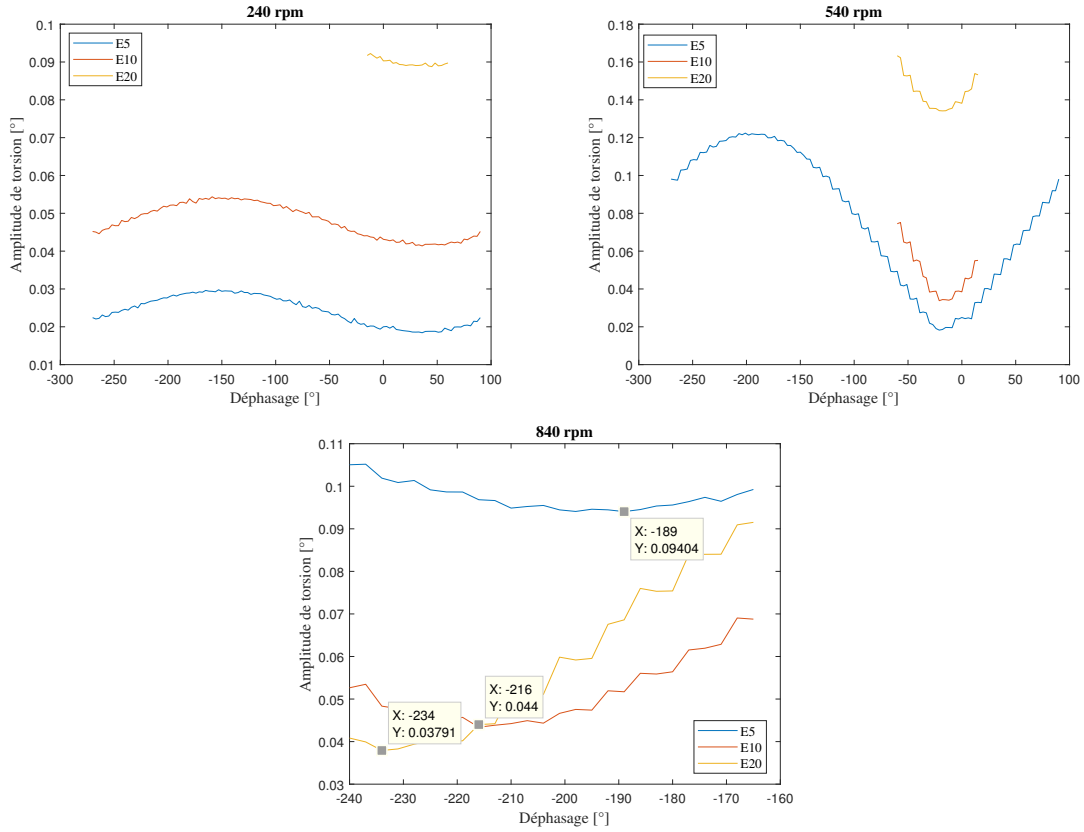


FIGURE 5.10 – Effet de l'amplitude d'excitation sur la phase optimale de réduction de la torsion

Dans les basses vitesses, la génération de courant est faible et l'étouffeur évolue loin de la fréquence de résonance du 1er mode, ce qui fait que la variation dans l'amplitude de torsion est relativement faible.

La phase du couple acyclique relativement à l'axe vertical de référence est donc variée sur la plage [0°-360°], avec un pas de discrétisation de 9°. La torsion est ensuite évaluée par le pont de jauges. La durée d'acquisition pour chaque pas de phase est de 10s. Pour chaque segment à phase constante, le signal est filtré (passe-bande) autour de la

fréquence correspondant au H_4, puis est divisé en séries de 1000 points, dont le maximum est calculé. La moyenne de ces maxima est ensuite faite sur l'ensemble du segment considéré, permettant d'accéder à l'amplitude de torsion pour chaque angle. L'angle optimal pour chaque vitesse est donc considéré comme celui minimisant l'amplitude de torsion pour cette vitesse. La plage de vitesses étudiée est ici [60 rpm - 900 rpm], discrétisée tous les 30 rpm. Sur l'ensemble de cette gamme, les amplitudes d'excitation sélectionnées sont les formats E5 (1.11 Nm), E10 (2.22 Nm) et E20 (4.44 Nm). Dans un premier temps, la résistance de charge de 22 Ω est de nouveau installée dans le circuit, de façon à atténuer le couple produit par l'amortisseur hybride et ainsi éviter les risques de casse.

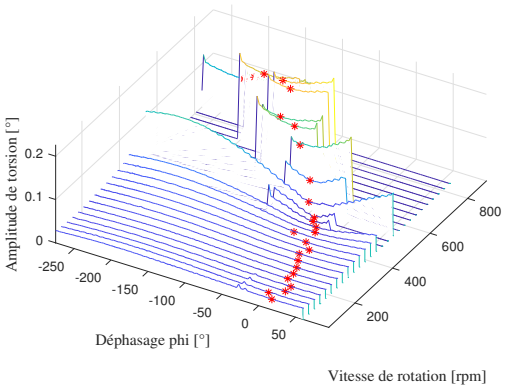
Une première vérification à effectuer est la constance de la phase optimale par rapport à l'amplitude, dont on a vu qu'elle avait des effets non prédictibles sur l'amortissement (figure 5.2). Une recherche des minima locaux sur la figure 5.10 montre qu'avant la fréquence critique du premier mode, la phase optimale est bien conservée avec l'amplitude d'excitation. En revanche dans les hautes vitesses, du fait des altérations déjà observées précédemment, la phase optimale a tendance à changer, jusqu'à environ 40°. Dans certains cas, et malgré le montage de la résistance de charge, l'amplification peut être tellement marquée, notamment autour de la fréquence de résonance, que seule une mesure restreinte, sur une plage de phases susceptible de contenir l'optimum (définie en fonction du résultat à la vitesse précédente et de la simulation numérique associée), est effectuée.

5.2.2 Résultats pour différentes vitesses et excitations

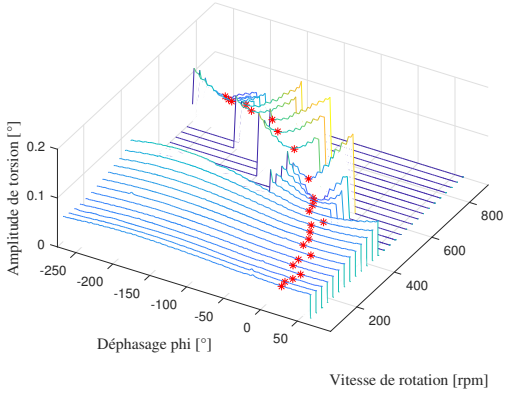
L'exploitation des résultats obtenus par le protocole précédent permet de constater l'effet, très marqué à partir d'environ 400 rpm, de l'amortisseur hybride dans la réponse. Ce résultat est visible sur la figure 5.11. Le déphasage relatif entre l'excitation acyclique et la correction apportée par le mouvement des étouffeurs, pilotés à la fois par le courant et par la réponse passive, dessine en effet pour l'amplitude de torsion une fonction de forme sinusoïdale, indiquant un minimum de la torsion lorsque le déphasage optimal est atteint. Une fois qu'une plage d'angles permettant la minimisation est déterminée pour une vitesse, elle est réutilisée de proche en proche pour les vitesses suivantes, de façon à pouvoir trouver la minimisation aux grandes vitesses sans avoir à explorer tous les angles entre 0° et 360°.

La série des angles optimums trouvés expérimentalement est ensuite comparée aux résultats de la simulation numérique pour ces mêmes angles, pour deux des expériences testées (excitation E5 avec 22 Ω et excitation E10 avec 22 Ω). Il est possible de constater sur la figure 5.12 la proximité tendancielle entre les résultats numériques et expérimentaux, même si une différence forte sur la valeur de la phase optimale existe. Trois facteurs peuvent expliquer cette différence :

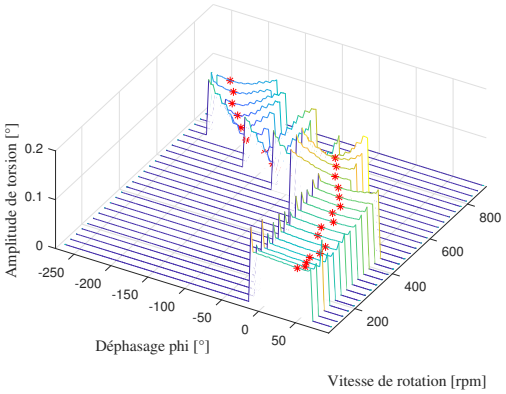
— Dans les basses fréquences, l'influence du H_4 préexistant (non modélisé



(a) Excitation E5, 22Ω de résistance



(b) Excitation E10, 22Ω de résistance



(c) Excitation E20, 22Ω de résistance

FIGURE 5.11 – Évolution de l'amplitude de torsion en fonction de l'angle de calage et de la vitesse consigne

numériquement) reste forte (voir figure 5.6), et peut donc introduire un déphasage supplémentaire. Le couple créé par les VCA doit alors contrer la somme de ce couple et de l'excitation du moteur d'entraînement.

— Dans les hautes fréquences, il a déjà été vu dans la section précédente qu'un désaccordage des étouffeurs existait, et que la fréquence correspondant à la seconde "bosse" était bien plus basse expérimentalement que numériquement.

— Par rapport aux mesures faites au chapitre 4 en l'absence de rotation, celle-ci semble largement altérer certains paramètres, et notamment les valeurs des coefficients d'amortissement.

Cependant, cette différence fait que le modèle numérique peut difficilement servir à une prédiction précise de l'angle optimale dans des conditions expérimentales, mais peut au moins en donner une approximation. La grande dépendance de cet angle optimal à la vitesse de rotation (ou tout du moins à la proximité de l'harmonique considéré à la fréquence critique du mode) est cependant remarquable, la variation étant de 150° dans le cas de la

simulation, et jusqu'à près de 300° pour les résultats expérimentaux.

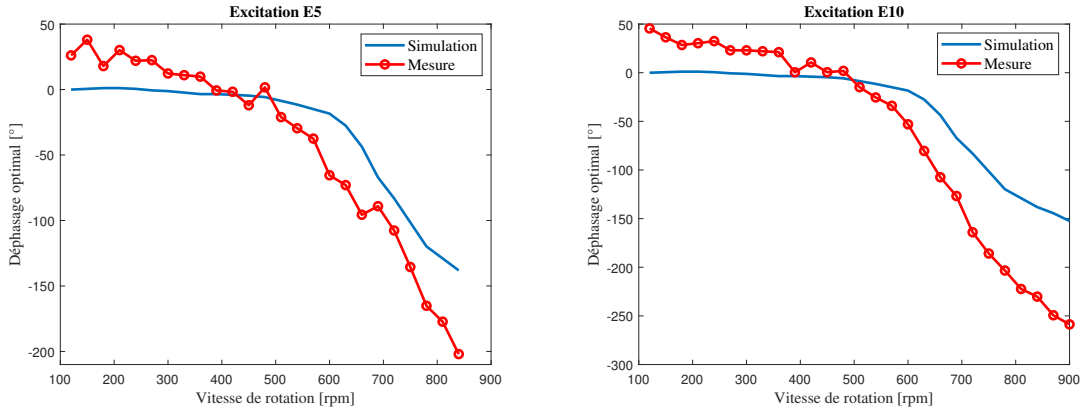


FIGURE 5.12 – Comparaison des valeurs de phases optimales expérimentales et simulées
La comparaison se fait ici en tenant compte de la phase de l'excitation et de la phase du courant pour la simulation comme l'expérience, en rajoutant pour cette dernière l'influence de la transmissibilité entre le moteur électrique et l'arbre de torsion.

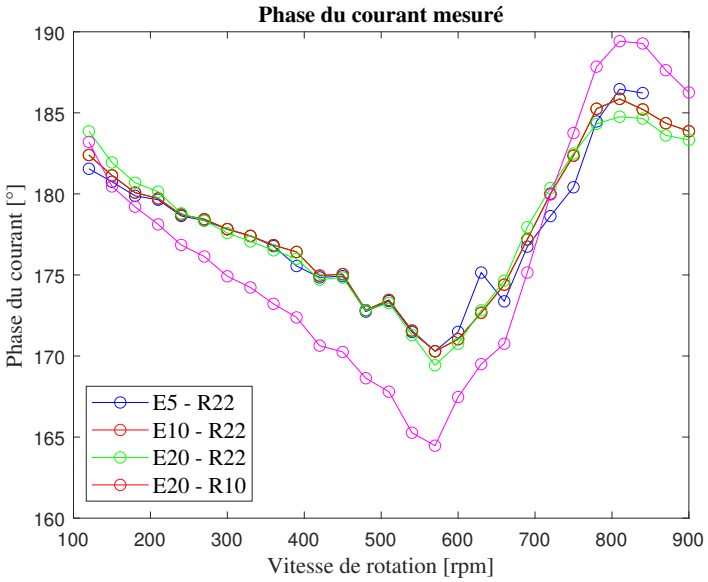


FIGURE 5.13 – Évolution de la phase du courant en fonction de la vitesse de rotation du rotor

Comme il est déjà connu que la phase du courant a une importance capitale dans les performances de l'amortisseur hybride, il peut être aussi intéressant d'en regarder l'évolution lorsque la minimisation de la torsion est atteinte. La figure 5.13 montre ce qu'il en est pour les deux cas précédents, ainsi que pour deux essais menés avec une amplitude d'excitation de 4.44 Nm, respectivement avec une résistance de charge de 22 et de 10 Ω.

L'évolution est similaire dans les quatre cas, et presque identique tant que la résistance est la même, bien que l'amplitude d'excitation, et donc la réponse passive des VCA, soit différente. Cette figure montre particulièrement l'influence de la phase des VCA dans le courant créé, qui montre une rupture de pente pour les deux fréquences identifiées précédemment comme celles de "bosses" dans l'amplitude du courant. L'amplitude du changement de phase reste cependant limitée et ne dépasse pas les 30° dans les quatre cas testés.

5.3 Capacités d'amortissement

L'évaluation des performances expérimentales du banc test se fait à travers l'étude de l'impact de deux paramètres, que sont l'amplitude d'excitation en couple et la résistance de charge du circuit électrique. L'effet de l'inductance étant moins marqué (suivant ce qui a été vu au chapitre 3), et autorisant moins de latitude pour changer l'amplitude du courant circulant dans le circuit, ce paramètre n'est pas testé expérimentalement.

5.3.1 Influence de l'amplitude d'excitation

Dans un premier temps, pour les trois excitations servant de référence ici (E5, E10 et E20), l'amortisseur hybride est testé, bridé par la résistance de charge de 22 Ω. Pour une plage de vitesses allant de 60 rpm à 900 rpm, la courbe des minima de l'amplitude de torsion (par rapport à φ) est tracée. Elle est comparée à deux cas extrêmes : celui où seul l'amortisseur produit un couple oscillant (pas d'excitation par le moteur, cas déjà vu précédemment) et celui où seul le moteur d'entraînement en produit un (correspondant à une ouverture du circuit embarqué). Dans ce dernier cas, les VCA et le stator de la MSAP sont montés. Le résultat est affiché sur la figure 5.14.

Il a déjà été vu en début de chapitre que la modification de l'amplitude d'excitation implique aussi des changements dans la forme de la réponse passive du banc, ce qui est très visible ici.
A partir des éléments précédents, on peut aussi affirmer que le changement d'excitation seul ne va que peu modifier le comportement électromagnétique de l'amortisseur hybride. Ce qui a été observé sur la figure 5.9 (courant dans le circuit, déplacement de l'étouffeur et couple exercé sur l'arbre en torsion) se retrouvera donc aussi lorsque le banc est soumis à une excitation acyclique. En effet, dans le cas des excitations E5 et E10, la courbe des minima de torsion atteignables par l'amortisseur hybride (qui est donc la même que celle formée par les points rouges de la figure 5.11) semble se construire par simple soustraction entre les deux autres courbes. En effet, le minimum de torsion est atteint lorsque les deux couples exercés sur la face avant sont en opposition de phase. Pour ces deux scénarios, un croisement des courbes "extrêmes" signifie donc que les deux couples se compensent entièrement l'un l'autre, menant à une annulation totale de l'amplitude de torsion, ce qui est effectivement le cas à 510 rpm pour le scénario E5 et vers 570 rpm pour

le scénario E10. En conséquence, si dans les basses vitesses, l'amortisseur hybride joue bien un rôle d'amortisseur par rapport à l'excitation cyclique du moteur d'entraînement, à partir de cette vitesse "de coupure", c'est l'amortisseur hybride *lui-même* qui cause la torsion de l'arbre, tandis que le couple du moteur d'entraînement en atténue l'effet. L'énergie délivrée par les VCA est alors *dans ce cas* trop grande par rapport à celle de l'excitation à contrer. Dans le scénario d'excitation E5, on constate d'ailleurs assez vite que l'amortisseur passif seul permet une plus grande atténuation de la torsion que l'amortisseur hybride.

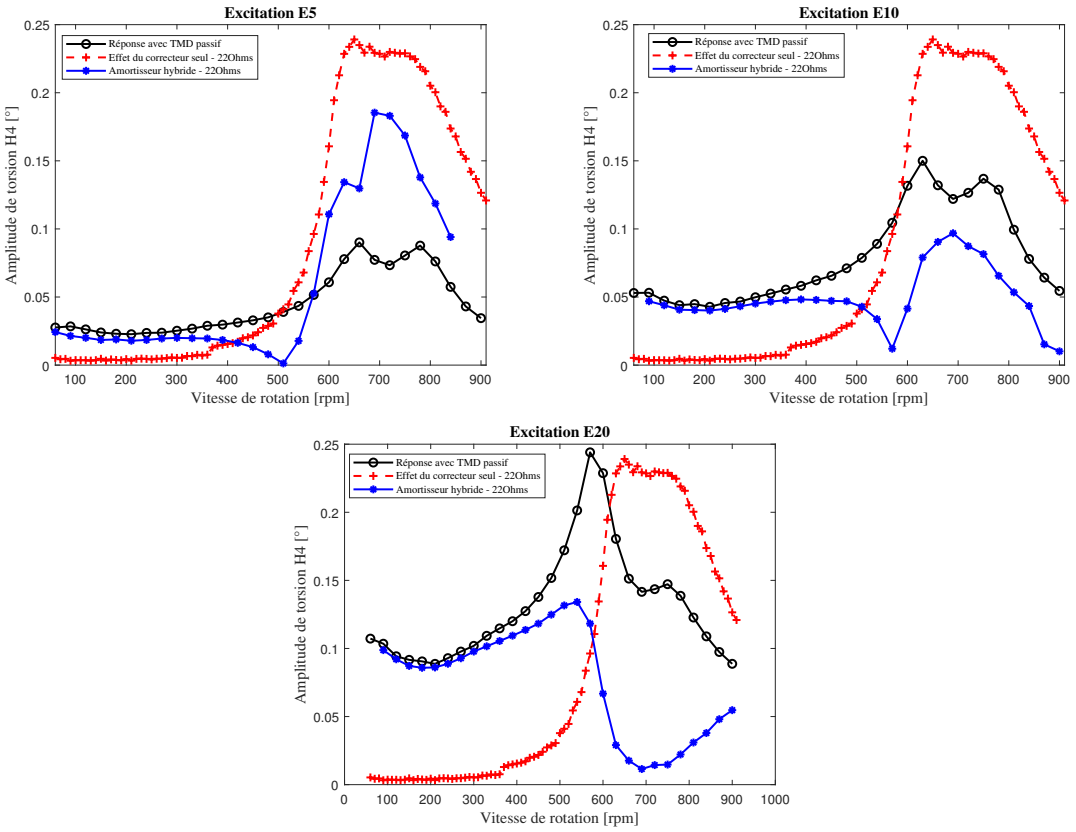


FIGURE 5.14 – Amplitude des vibrations de torsion pour trois excitations, avec une résistance de 22 Ω

Cette première analyse a cependant des limites. En effet, on sait que (notamment) à basse vitesse, un autre couple H_4 est présent et affecte la réponse en torsion. Mais surtout, dans les hautes vitesses, ou pour de fortes torsions, les altérations sur le comportement dynamique du VCA (amortissement potentiellement différent dû au large déplacement, non-linéarités électromagnétiques, etc), sont telles que l'impact de deux couples ensemble ne sera pas la différence des deux pris séparément, même dans le cas optimal. En effet, l'excitation résultante n'étant plus la même, les coefficients d'amortissement sont eux aussi modifiés (figure 5.2). C'est déjà visible dans le scénario E10 autour de 900 rpm : l'amplitude de la courbe bleue est bien plus faible que la différence des courbes noires et rouges.

C'est encore plus visible pour le scénario E20, où les courbes noire et rouge présentent tous les deux un maximum de torsion d'amplitude élevé (les effets sont d'ailleurs déjà observables sur l'allure de la courbe noire, où les deux bosses ne sont clairement plus à la même amplitude, et apparaissent à des fréquences *plus faibles* qu'auparavant). Elles se croisent à 620 rpm sans que cela n'occasionne une annulation de la courbe bleue. Dans ce dernier cas, la contribution majoritaire à la torsion reste bien celle de l'excitation E20, alors même que, en prenant les deux contributions séparées, l'amortisseur hybride provoquerait un couple à même de causer une torsion *plus grande* que celle issue de l'oscillation du couple du moteur d'entraînement.
S'il semble y avoir des phénomènes encore peu compris pour de fortes excitations et dans les hautes vitesses, l'efficacité de l'amortisseur hybride est cependant largement prouvée. Il est capable dans certaines conditions de contrer entièrement un couple excitateur (au point de mener à une réamplification de l'amplitude de torsion), ou de réduire à une très faible amplitude la torsion restante, sur une large gamme de fréquences autour de la fréquence critique du mode de torsion du banc.

5.3.2 Influence de la résistance de charge

Pour ce qui est de l'influence de la résistance, deux effets sont attendus. Le premier est une augmentation de l'amortissement au niveau des étouffeurs par réaction d'induction (phénomène qui a déjà été observé au paragraphe 5.1.2). Étant données les autres influences en jeu et les valeurs des résistances, cet effet n'est pas pressenti comme ayant un impact majeur. Le deuxième effet est bien entendu une modification du courant circulant dans le circuit (modifié en phase, car légère altération du ratio $\frac{R}{L}$ déterminant la fréquence de transition de phase du circuit RL, mais surtout modifié en amplitude). Par simple loi d'Ohm, tant que la MSAP est dominante dans la production de courant, il est attendu qu'à mesure que la résistance diminue, l'amplitude du courant augmente. L'augmentation de celle-ci entraîne en réaction l'augmentation du débattement de l'étouffeur, et donc le couple que celui-ci va exercer sur le banc. On peut donc s'attendre à ce qu'une diminution de la résistance dans le circuit de couplage améliore les performances de l'amortisseur.

En ce qui concerne l'effet de la résistance de charge, la figure 5.15 compare pour le scénario E20 le minimum de torsion atteignable pour des résistances de charge de 22, 10, 5 et 0 Ω (ce dernier cas correspondant à l'absence de résistance de charge dans le circuit) avec la réponse en torsion lorsque seuls les étouffeurs passifs sont montés (circuit ouvert).
Les courbes noire et bleue sont les mêmes que celles du cas précédent. En revanche, on constate que cette fois-ci, le courant circulant dans le circuit lorsque une résistance de charge de 10 Ω est montée est suffisant pour que le couple produit par l'amortisseur hybride puisse entièrement annuler la torsion issue d'une oscillation de couple de 4.44 Nm d'amplitude. Il est même capable de prendre l'ascendant (sur la zone entre 630 et 840 rpm) sur cette dernière excitation. Sur l'ensemble des vitesses étudiées, ce cas semble presque plus favorable à la réduction des vibrations de torsion que celui où une résistance

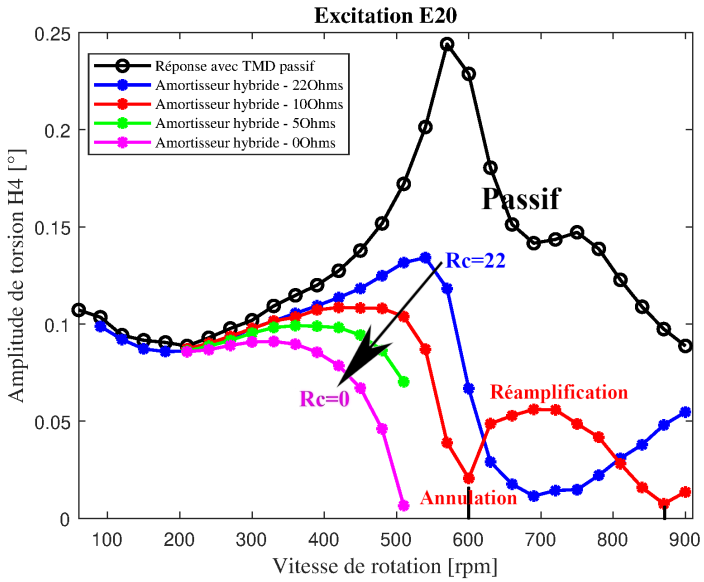


FIGURE 5.15 – Comparaison de l'effet de la résistance de charge sur la torsion mesurée par les jauges

de 22 Ω est installée, son maximum absolu étant ainsi plus faible et la réamplification entre 630 et 840 rpm restant à amplitude modérée. Néanmoins, cette réamplification reste une déperdition inutile d'énergie qu'il serait souhaitable d'éviter.
Ainsi, il n'a pas semblé utile de prolonger au delà de 510 rpm les courbes correspondant aux deux autres valeurs de résistance de charge. Étant donnée l'allure de leur trajectoire, il paraît évident que leur utilisation à plus hautes vitesses ne va causer qu'une réamplification de la torsion, l'amortisseur hybride compensant plus que largement la torsion issue du moteur d'entraînement. Il ne semblait pas souhaitable non plus d'augmenter l'amplitude d'oscillation du couple de ce dernier, car le dimensionnement avait été initialement imaginé pour une utilisation à 5 Nm d'amplitude. De plus, le moindre écart par rapport à l'angle optimal risque de causer de sérieux dommages au banc avec de tels couples. Néanmoins, la figure 5.15 est suffisante pour prouver la conclusion amenée sur les résistances de charge : plus elle est faible, plus le courant dans le circuit est intense, et plus performant est l'amortisseur.

5.3.3 Limites du démonstrateur

Il a donc été montré à la fois que le concept développé au cours de cette thèse était expérimentalement fonctionnel, assez proche des prédictions numériques (surtout pour des vitesses inférieures à 630 rpm), et que les performances mesurées étaient très prometteuses (puisque la torsion peut être entièrement annulée). Cependant, plusieurs limites ont été observées au cours des différentes mesures. Cette section se propose donc d'en dresser un bilan.

La première limite tient en l'utilisation de pièces de prototypage en PLA pour les mesures. Ces pièces se sont globalement bien comportées au cours des essais, mais la transmission répétée d'efforts mécanique par des pièces d'acier les use. Il a déjà été dit précédemment que cette usure avait causé un jeu au niveau du volant avant, faussant les mesures faites à ce moment et obligeant un collage à l'epoxy pour permettre à nouveau un contact fiable, au détriment d'un démontage facile. De plus, ces pièces ayant été réalisées en fabrication additive, elles souffrent assez souvent d'une légère imprécision géométrique, notamment sur la position du centre. Les disques du volant avant présentent par exemple un excentrique d'environ un millimètre, très visible lors de la rotation du banc. De même, les logements et perçages permettant le mouvement des VCA est légèrement décentré, ce qui contraint légèrement les ressorts en flexion.
Pour les futures évolutions du banc, il paraît ainsi recommandable de privilégier plutôt des pièces métalliques pour tous les éléments susceptibles de transmettre des efforts mécaniques.

D'autres limites de conception pourraient être surmontées en passant à une telle nouvelle version, et notamment les effets centrifuges sur les étouffeurs, qui empêchent potentiellement de profiter de la pleine course des ressorts. Ce serait aussi l'occasion de créer un logement spécifique pour l'ensemble des câbles électriques se trouvant dans le volant avant, soumis eux aussi aux effets centrifuges et maintenus en place jusque là par un simple adhésif. Ce démontage permettrait aussi de changer le palier de soutien avant, qui semble présenter un défaut, à l'origine d'un harmonique d'ordre 1 marqué dans les réponses.
Cependant, certaines limites proviennent des conditions même d'utilisation du banc et ne sont pas si facilement modifiables, comme l'élévation de la température dans les étouffeurs due à la circulation d'un courant intense, à même de changer encore plus les propriétés tribologiques des douilles à billes de guidage (et donc l'amortissement engendré), tous les effets de désaccordage observés pour de fortes amplitudes et de grandes vitesses, pour lesquels la source n'a pas été identifiée, ou encore la présence de plusieurs harmoniques dans les mesures, issus vraisemblablement des paliers, du collecteur, et de l'asservissement du moteur PHASE.
La question de la transition de phase imparfaite lors du passage de la fréquence critique du mode de torsion reste aussi en suspens. Elle apparaît aussi bien en mesurant avec les codeurs qu'avec les ponts de jauge, et ne semble donc pas provenir d'une erreur d'instrumentation.

En conclusion sur les limites, deux autres modifications importantes seraient susceptibles d'améliorer les capacités expérimentales du banc, sur la base de l'expérience acquise avec le premier prototype. La première serait le remplacement des codeurs, ici d'un type peu adapté à l'utilisation et présentant un nombre de traits trop élevé (la mesure de la vitesse angulaire instantanée n'ayant finalement pas été faite pour chaque degré de liberté, et ce nombre n'intervenant pas dans la précision de la mesure en

torsion). La seconde est liée à l'utilisation du stator, dont le centrage, en plus d'être imprécis, rend difficile l'opération de montage/démontage, l'attraction magnétique étant difficile à contrer en l'absence d'un système mécanique dédié suffisamment efficace. Ces modifications permettraient d'améliorer sensiblement l'intérêt expérimental d'une nouvelle version du démonstrateur.

5.3.4 Conclusion

Pour conclure ce chapitre, il est possible d'affirmer que le banc expérimental, malgré plusieurs limites, a largement rempli son rôle. Il a en effet été prouvé que le concept d'amortisseur hybride fonctionne, conformément à la prédiction fournie par le modèle numérique, et qu'il permet d'envisager des réductions importantes de l'amplitude des vibrations de torsion, voire une annulation complète. Pour ce faire, avec une excitation acyclique de presque 5 Nm d'amplitude, un courant inférieur en intensité à 1 A est suffisant avec le dispositif utilisé. Ce courant est produit sans autres pertes que la dissipation par effet Joule, de manière conforme aux attentes.

Le prochain et dernier chapitre de ce manuscrit laissera donc de côté les résultats expérimentaux de l'amortisseur hybride pour ouvrir de nouvelles perspectives, tant au niveau de la proximité du modèle avec le comportement d'un vilebrequin réel que sur les autres possibilités offertes par le banc d'essai.

Chapitre 6

Améliorations du concept et contrôle actif de vilebrequin

Sommaire

6.1 Prise en compte des inerties variables 122
6.1.1 Modification du système d'équations couplées 122
6.1.2 Impact des inerties variables sur les performances de l'amortisseur hybride 123
6.2 Lois de contrôle hybride 125
6.2.1 Amortissement actif sur le banc d'essai 125
6.2.2 1re loi de contrôle : α-contrôleur 126
6.2.3 2e loi de contrôle : hybrid skyhook 128
6.3 Ouvertures, perspectives et améliorations possibles 132
6.3.1 Combinaison avec d'autres types d'amortisseurs 132
6.3.2 Optimisation des capacités de l'amortisseur hybride 133

Ce chapitre a pour but de fournir un élargissement aux résultats précédents, en abordant des sujets connexes et en levant certaines hypothèses qui ont été faites jusque là. La première thématique abordée est l'évaluation des conséquences de l'abandon de l'hypothèse d'inerties constantes dans la modélisation du vilebrequin. La possibilité d'implémenter des méthodes de contrôle actif sur un arbre en torsion, en utilisant comme support expérimental le banc d'essai développé au cours de la thèse et présenté dans les chapitres précédents, sera ensuite étudiée et approfondie. Une section d'ouvertures sur les possibilités d'amélioration du modèle et du concept conclura ensuite ce chapitre et le manuscrit.

6.1 Prise en compte des inerties variables

6.1.1 Modification du système d'équations couplées

Dans la modélisation du chapitre 3, l'hypothèse a été faite, courante dans la littérature, d'une inertie constante pour les éléments du vilebrequin. D'après Schagerberg ([SCH 03]), la variation d'inertie dans le cadre de cette hypothèse par rapport à la réalité n'est que d'environ 3%, et passe à moins de 0.1% en considérant l'inertie de l'ensemble du vilebrequin. Cependant, cette considération reste spécifique au vilebrequin employé, et une variation d'inertie de cet ordre peut tout de même influencer la fréquence critique et l'amortissement hybride fourni, notamment en termes de phase. Cette section se propose donc de compléter partiellement la modélisation précédente en intégrant une description de la variation des inerties du fait de la présence des bielles.
Schagerberg ne présente cependant pas de développement analytique sur l'expression de l'inertie variable. Davis et Lorenz ([DAV 03]) en proposent une simplifiée, mais adaptée seulement à un vilebrequin de 4 cylindres. Des modèles plus complets sont développés dans [MIL 16], [GEN 09] et [AHM 19], bien que ce dernier conserve de fortes simplifications. On peut alors réécrire l'équation générale du mouvement pour le cylindre j :

$$I_j(\theta_j).\ddot{\theta}_j + \frac{1}{2}\frac{\partial I_j(\theta_j)}{\partial \theta_j}\dot{\theta}_j^2 + c_{j-1}.(\dot{\theta}_j - \dot{\theta}_{j-1}) + c_j.(\dot{\theta}_j - \dot{\theta}_{j+1}) + k_{j-1}.(\theta_j - \theta_{j-1}) + k_j.(\theta_j - \theta_{j+1}) = C_{g,j}(\theta_j) \tag{6.1}$$

Dans cette équation, le terme $\frac{1}{2}\frac{\partial I_j(\theta_j)}{\partial \theta_j}\dot{\theta}_j^{\,2}$ correspond au couple d'origine inertielle, qui a été modélisé précédemment par une autre méthode. Une première méthode pour obtenir une expression (approchée) de $I_j(\theta_j)$ serait donc d'intégrer l'expression 3.5, en gardant à l'esprit que la variation se fait autour de la valeur moyenne utilisée jusque là. En se basant sur les études de Milašinović *et al.* et de Genta, et en modélisant la bielle par deux masses ponctuelles, rassemblant respectivement deux tiers (tête de bielle) et un tiers (jonction du

piston) de sa masse, on peut cependant directement écrire l'expression 6.2 :

$$\begin{aligned} I_j(\alpha_j) = & I_{j,moy} \\ & + m_{alt}.R^2.\left(\frac{1}{2\lambda}+\frac{1}{8\lambda^3}\right).cos(\alpha_j) \\ & - m_{alt}.R^2.\frac{1}{2}.cos(2\alpha_j) \\ & - m_{alt}.R^2.\left(\frac{1}{2\lambda}+\frac{3}{16\lambda^3}\right).cos(3\alpha_j) \\ & - m_{alt}.R^2.\frac{1}{8\lambda^2}.cos(4\alpha_j) \\ & + m_{alt}.R^2.\frac{1}{16\lambda^3}.cos(5\alpha_j) \end{aligned} \tag{6.2}$$

Le paramètre λ, comme vu au premier chapitre, est le rapport entre la longueur de la bielle et l'excentrique du vilebrequin. L'expression se limite ici à son développement au 3e ordre. Pour passer de l'angle local α_j à l'angle global θ_j pour chaque cylindre, il faut aussi tenir compte du déphasage propre à l'architecture d'un vilebrequin de 6 cylindres. Ces équations sont rajoutées au modèle Simulink précédent.

6.1.2 Impact des inerties variables sur les performances de l'amortisseur hybride

Deux aspects notamment sont à étudier : l'impact du changement d'inerties sur la fréquence critique du premier mode (puisque l'amortisseur est accordé dessus), et les potentiels changements de performance de l'amortisseur par rapport à l'analyse paramétrique du chapitre 3 (en se plaçant dans les mêmes conditions).
Pour le premier point, la fréquence critique est calculée à chaque itération d'angle, en fonction de la position courante des inerties, les raideurs étant quant à elles considérées constantes. On retrouve le résultat de simulation correspondant sur la figure 6.1. On constate que la fréquence ondule autour de la valeur précédente de 1613.7 rad/s, qui correspond au cas où des inerties constantes sont considérées. Ce résultat est globalement cohérent avec les études précédentes sur ce phénomène, comme [RAJ 97] ou [DRE 99]. L'ordre de l'ondulation est de 3, comme attendu du fait de la présence de 6 cylindres sur le vilebrequin considéré. L'amplitude de la variation est quant à elle relativement conséquente, de l'ordre de $\pm$ 1.4%.

Pour le second point, il apparait nettement sur la figure 6.2 que la prise en compte des inerties variables désaccorde les étouffeurs, qui sont restés dans cette simulation les mêmes que précédemment. Le comportement passif tend alors vers celui du système sans amortisseur (courbe bleue). Une modification des règles d'accordage en passif est donc nécessaire pour tenir compte de cette particularité. En revanche, même dans

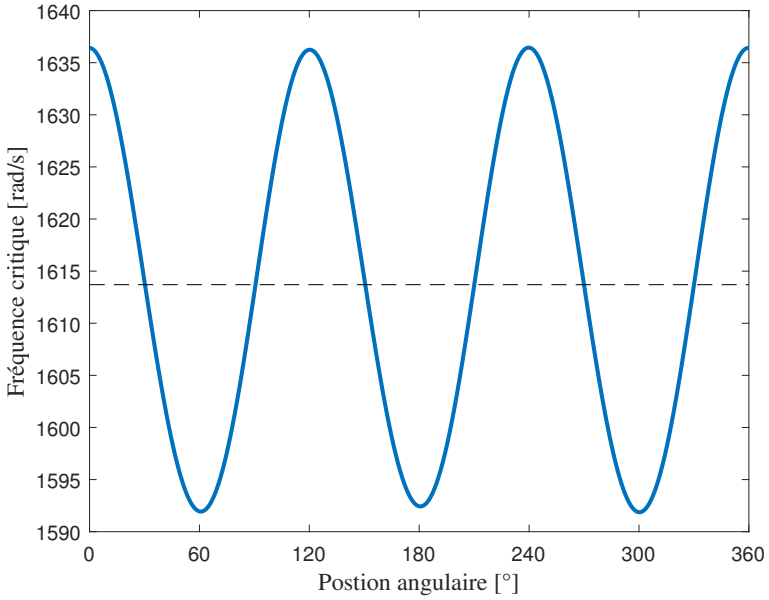


FIGURE 6.1 – Variation de la fréquence critique en fonction de la position angulaire

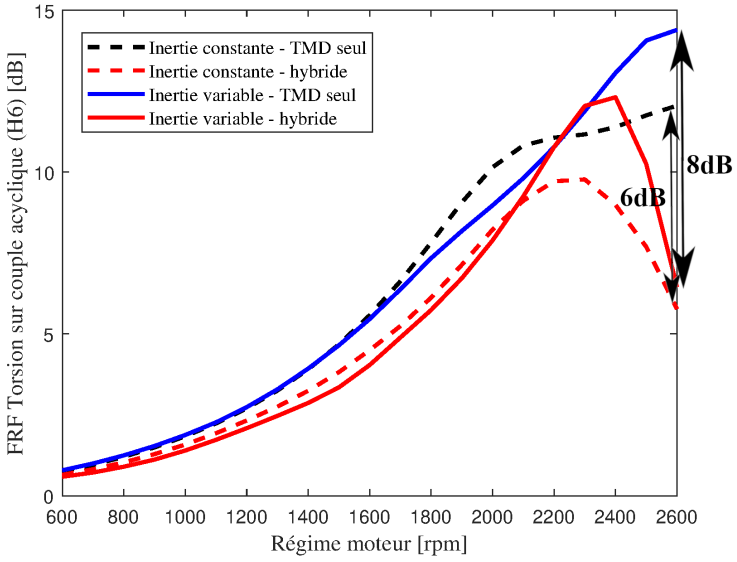


FIGURE 6.2 – Impact des inerties variables sur l'amortissement des vibrations de torsion

ces conditions, l'amortisseur hybride permet une grande réduction de l'amplitude d'oscillation du H_6, principalement dans les vitesses moyennes et au-delà du passage de la fréquence critique (”moyenne”, ici) par le H_6. A 2600 rpm dans cette configuration, la réduction de l'amplitude est en effet de 8dB.

Dans la littérature, d'autres phénomènes sont cités comme apparaissant du fait de la prise en compte des inerties variables, comme les résonances secondaires ([PAS 06]) ou l'apparition de vibrations de torsion non-linéaires ([LAF 16]). Ces phénomènes pourraient être à l'origine des différences observées, mais une étude approfondie sur la question n'a pas été menée.

6.2 Lois de contrôle hybride

Étant donnée la conception du banc d'essai, qui impose un accordage passif pour les amortisseurs hybrides pour des raisons de sécurité et pour permettre un mode de fonctionnement dégradé, les lois de contrôle utilisées seront des lois adaptées pour le contrôle hybride, telles que développées au laboratoire et abordées dans l'introduction de ce manuscrit. Ces lois ont montré leurs capacités sur des poutres en flexion, mais n'avaient jamais été utilisées pour corriger de la torsion.

6.2.1 Amortissement actif sur le banc d'essai

Dans un amortisseur actif, le déplacement effectif de la structure à amortir est mesuré, et traité par une unité de contrôle, qui envoie ensuite un signal de commande à l'actionneur actif. Celui-ci produit alors une force de contrôle entre la structure primaire et celle de l'actionneur. Tout l'enjeu est alors que cette force permette une réduction de l'amplitude de vibration de la structure primaire. La loi de contrôle doit alors garantir autant la précision et la vitesse de la réponse que sa stabilité, afin d'assurer que la force ne participe pas à une réamplification des vibrations.
Par rapport aux systèmes passifs et semi-actifs, le grand intérêt des amortisseurs actifs est que tant que la puissance est fournie, il est possible d'augmenter l'amplitude de la force de contrôle : la réduction des vibrations est donc potentiellement très importante. La littérature sur le sujet est très vaste, et recouvre une large gamme d'utilisations. En revanche, il est justement nécessaire de fournir cette puissance à l'actionneur. Dans le cas du banc d'essai en torsion, les VCA sont embarqués sur le rotor au sein d'un circuit initialement séparé. Il s'agit alors ici d'ouvrir le circuit, et de remplacer la génératrice à aimants permanents par un générateur de courant asservi. Cet appareil est relié à l'interface dSPACE qui en assure le contrôle. Pour les vérifications expérimentales, c'est un générateur MicroMega ADD5 qui sera utilisé, capable de délivrer jusque 1.3 A sur une large bande passante. Le dispositif expérimental est visible sur la figure 6.3. Son branchement au circuit se fait alors par le collecteur tournant, seul moyen de relier un circuit fixe par rapport au référentiel du laboratoire à un circuit tournant. Le collecteur HBM SK-12 utilisé n'est cependant pas conçu pour transmettre une forte puissance. Il peut passer théoriquement 2 A, mais il a été constaté expérimentalement une limitation autour de 0.7-0.8 A. C'est là une première limite à l'utilisation de systèmes actifs pour corriger des vibrations de torsion. Le dimensionnement du circuit électrique embarqué quant à lui est fait pour supporter des intensités bien supérieures, et ne constitue donc pas une limite.

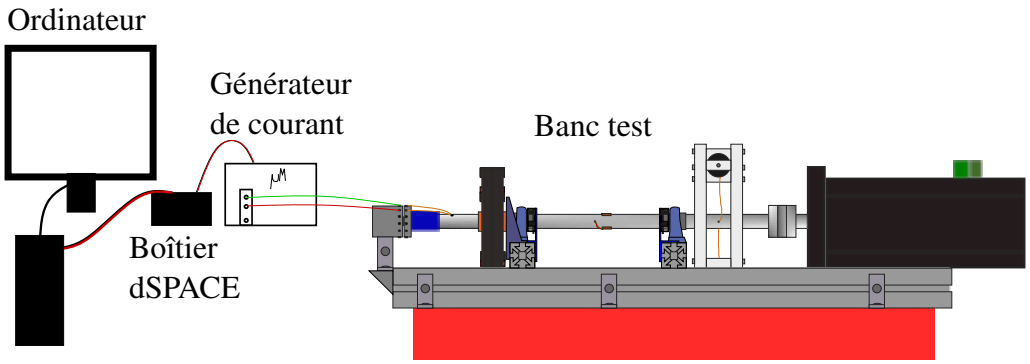


FIGURE 6.3 – Montage expérimental pour l'amortissement actif de vibrations de torsion
On remarque que dans cette configuration, le circuit électrique n'est plus relié aux bobines et entre directement dans le tube.

La même excitation en balayage sinus que celle présentée au chapitre précédent (de 0 à 80 Hz) est utilisé pour faire vibrer l'arbre en torsion. La phase ne sera pas modifiée en cours d'expérience. En ce qui concerne l'amplitude d'excitation, elle est fixée à 1.11 Nm (excitation E5), constante par rapport à la fréquence. Cette amplitude permet d'obtenir une vibration conséquente de l'arbre, sans cependant nécessiter une grande force de contrôle. Le courant circulant dans le circuit, tenant compte des éléments précédents, présente volontairement une limitation à 0.4 A (cette valeur est déterminée de façon à garder une assez bonne linéarité entre le courant calculé par dSPACE et celui transitant effectivement par le collecteur tournant, et donc actionnant les VCA). En ce qui concerne la vitesse de rotation du banc, on souhaite la garder assez basse pour éviter une action trop marquée des forces inertielles. Le test se fera donc principalement à 60 rpm. Pour la mesure de la torsion, il est donc possible d'utiliser la différence de mesure des codeurs, comme sortie, tandis que l'entrée, correspondant au couple appliqué sur l'arbre, est suivie avec le pont de jauges avant. C'est la fonction de réponse en fréquence entre ces deux grandeurs qui sera montrée par la suite.

6.2.2 1re loi de contrôle : α-contrôleur

La première loi hybride à être implémentée sur le banc est celle dite "α-contrôleur" ([COL 16], [CHE 18]). Elle repose sur l'idée que l'accordage de l'étouffeur amène un dédoublement du pôle de la structure primaire (à deux fréquences, l'une légèrement supérieure (ω_1), et l'autre légèrement inférieure (ω_2) à la fréquence critique (ω_c), correspondant aux deux pics de la théorie de Den Hartog), et que le pôle de plus basse fréquence a tendance à franchir la limite de stabilité même pour des gains faibles. La loi de contrôle est donc construite de manière à ajouter une paire de pôles et une paire de zéros supplémentaires, en forçant ainsi un fonctionnement à l'intérieur des limites de stabilité (en choisissant des valeurs respectant le critère de Routh). En l'occurrence, la loi correspondante est donnée par l'équation 6.3, et le système est théoriquement hyperstable tant que α respecte l'équation 6.4. C'est ce paramètre qui donne alors son nom à la loi de

contrôle.

$$F_{actif}(s) = g_\alpha . \frac{(s+\alpha)^2}{s^2} . \dot{x}_s(s) \tag{6.3}$$

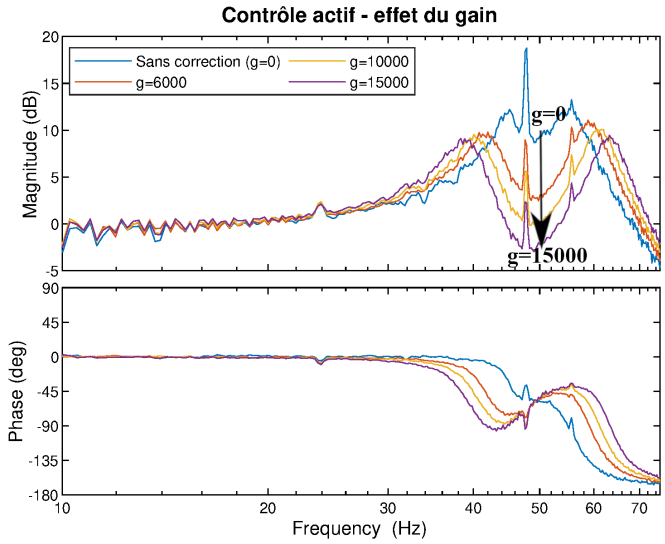
$$\omega_2 \leq \alpha \leq \omega_1 \tag{6.4}$$

Dans ces équations, g_α est le gain de la loi de contrôle, et $\dot{x}_s$ est la vitesse de déplacement de la structure primaire sous l'effet de l'excitation. En pratique, α est choisi égal à la fréquence critique du système primaire, soit dans le cas du banc d'essai et en utilisant la caractérisation de la section 4.4.4 :

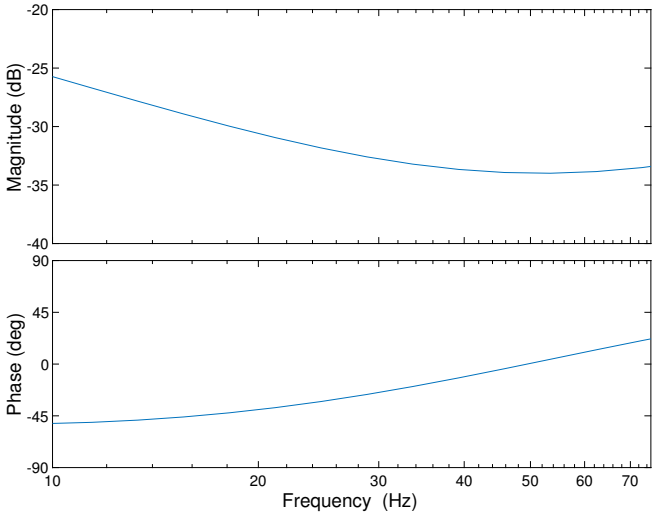
$$\alpha = \omega_c = 327 rad/s \tag{6.5}$$

Le code Simulink permettant le pilotage est présenté en annexe C. Par rapport à l'équation 6.3, on remarque qu'un filtre passe-haut a été ajouté, ceci dans le but d'éviter une composante constante (liée au double intégrateur) dans la boucle de rétroaction. La fréquence de coupure est choisie à 3 Hz. L'ajout d'un pôle supplémentaire à basse fréquence enlève donc l'hyperstabilité théorique, mais conserve une marge de stabilité très importante ([CHE 18]).

Le résultat affiché sur la figure 6.4a est construit en faisant varier le gain de l'équation 6.3 : de 0 pour la courbe de référence (notée "sans correction") à 15000 Nm.s/rad. Les valeurs de gain apparaissent très grandes, notamment du fait de ce changement d'unité. Il est aussi remarquable, en étudiant la fonction de réponse en fréquence du filtre sur la figure 6.4b, que sur la gamme de fréquence d'intérêt, son amplitude pour un gain unitaire soit assez faible. Dans cette figure, deux pics se distinguent nettement à 48 Hz et 56 Hz. Ils sont en fait la manifestation dans la réponse en torsion du H_{48} et du H_{56} issus du couple réluctant de la machine à aimants, la rotation se faisant à 60 rpm, soit 1 Hz. Étant issus d'une autre source que l'excitation acyclique du moteur d'entraînement, ils n'apparaissent que dans la sortie du système, et pas dans l'entrée considérée. Ils peuvent cependant être ignorés ici. Un H_{24} similaire ressort d'ailleurs légèrement.
Au delà de cette particularité, on constate un résultat similaire à celui d'un ajout d'inertie dans l'amortisseur : le creux autour de la fréquence de résonance est accentué, tandis que les deux pics secondaires s'étalent. Sur ces zones, on constate ainsi une réamplification locale de la vibration du système primaire. La loi de contrôle n'agit en effet pas sur l'ensemble de la bande passante, et se concentre sur les fréquences immédiatement attenantes à la première fréquence de résonance du système primaire ω_c.
Malgré cette limitation, on constate l'efficacité de la loi de contrôle employée. L'amortissement est conséquent pour toute une gamme de fréquences autour de cette fréquence critique, et ce pour une amplitude de courant relativement limitée. Cependant l'écartement des deux pics cause une réamplification locale de part et d'autre de cette gamme de fréquences, ce qui n'est pas le cas avec l'amortisseur hybride. A puissance équivalente, le contrôle actif semble ainsi offrir une meilleure atténuation immédiatement avant et autour de ω_c, mais sera vraisemblablement moins performante ailleurs.



(a) Fonction de réponse en fréquence du banc en torsion



(b) Diagramme de Bode du contrôleur pour un gain unitaire

FIGURE 6.4 – Utilisation de l'α-contrôleur

6.2.3 2e loi de contrôle : hybrid skyhook

La deuxième loi de contrôle implémentée a pour objectif de créer une réduction de l'amplitude de vibration sur la totalité de la bande passante, et pas seulement autour de la résonance. Elle reproduit le principe bien connu de l'amortisseur Skyhook, mais en tenant compte de l'accordage passif de l'étouffeur et en cherchant de nouveau une sta-

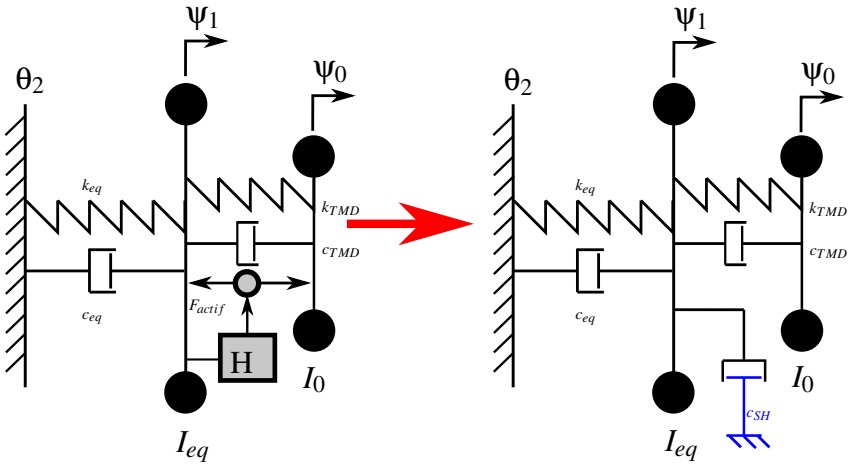


FIGURE 6.5 – Modèle équivalent de l'amortisseur Skyhook

bilité inconditionnelle. L'idée dans ce cas est de simuler avec l'actionneur la présence d'un amortisseur visqueux, lié au référentiel du laboratoire (le "ciel" ici), et qui affecterait en permanence le mode à corriger. La condition à imposer est alors que le système hybride soit purement dissipatif, c'est-à-dire que la partie réelle de la fonction complexe représentant cette dissipation soit strictement positive. En se plaçantdans le référentiel de la génératrice (en notant alors ψ_i plutôt que θ_i les angles dans ce nouveau référentiel), on se retrouve dans une configuration similaire, comme cela est visible sur la figure 6.5. La condition à imposer est alors :

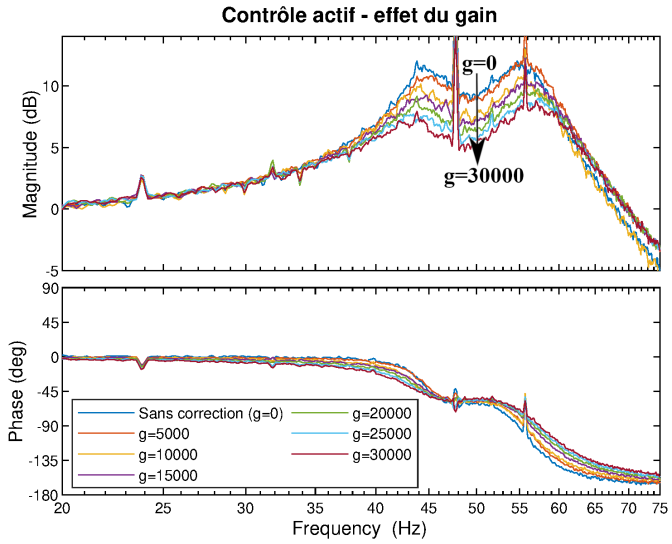
$$G(s) = -F_{actif}.s.(\Psi_0 - \Psi_1) = (s.\Psi_1)^2.H(s).\left(1 - \frac{\Psi_0}{\Psi_1}\right) = (s.\Psi_1)^2.c_{SH} \tag{6.6}$$

Ce qui revient à fixer pour la loi de contrôle, et en utilisant l'équation reliant l'étouffeur à la structure primaire :

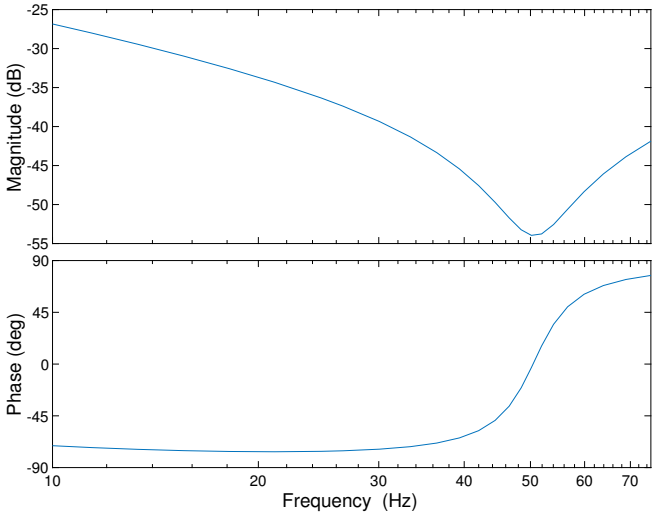
$$H(s) = c_{SH}.\left(1 - \frac{\Psi_0}{\Psi_1}\right)^{-1} = \frac{c_{SH}}{s^2}.\left(s^2 + \frac{c_{TMD}}{I_0}.s + \left(\frac{w_c}{1+\mu}\right)^2\right) \tag{6.7}$$

Le résultat est assez proche de la loi de l'α-contrôleur, à deux paramètres près. On remarque que ici, c_{SH} joue le rôle de gain du correcteur. Cette loi nécessite en revanche de bien connaître le coefficient d'amortissement expérimental de l'étouffeur, que l'on a mesuré et précisé dans l'équation 4.12.

L'investigation se fait dans les mêmes conditions que pour la section précédente, et les résultats sont donnés sur la figure 6.6. On constate à nouveau l'effet du H_{48} et du H_{56}, provoquant des pics marqués dans la zone de résonance. Le résultat montre une diminution de l'amplitude de torsion certes plus limitée autour de la fréquence critique par rapport à celle fournie par l'α-contrôleur. Cependant, la diminution se fait cette fois-ci sur l'ensemble de la bande passante, il n'y a plus de réamplification des pics



(a) Fonction de réponse en fréquence du banc en torsion



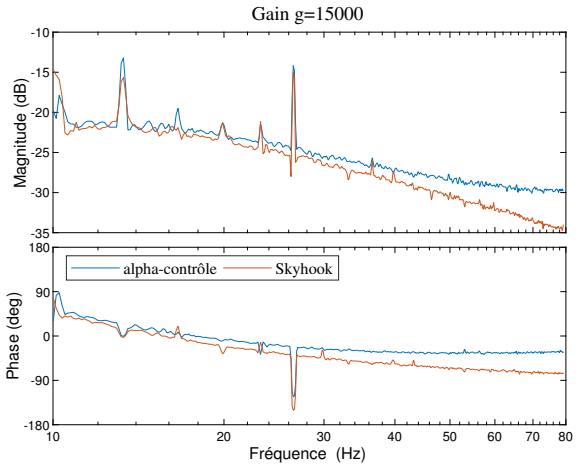
(b) Diagramme de Bode du contrôleur pour un gain unitaire

FIGURE 6.6 – Utilisation du Skyhook

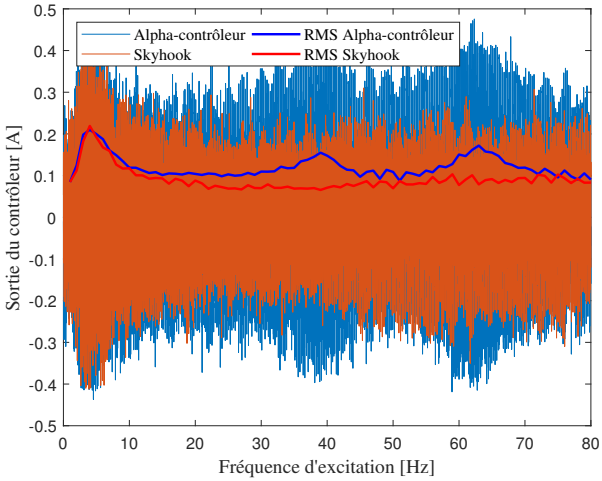
secondaires, ce qui est conforme à ce qui était attendu du fait des études précédentes de ce type d'amortisseur. Avec un gain très élevé, ayant tendance à fortement faire saturer le courant (toujours limité à 0.4 A dans le circuit embarqué), il est cependant possible de réduire l'amplitude de torsion de 5dB, résultat qui pourrait être encore amélioré en levant la saturation à 0.4 A.

Comparaison entre les méthodes

La figure 6.7 montre la différence qui s'opère entre les deux lois de contrôle. En traçant la fonction de transfert entre le courant envoyé par le générateur MicroMega et le couple de torsion exercé par le moteur PHASE, on constate notamment une différence de phase entre les sorties issues des deux lois, allant en s'accentuant à mesure que la fréquence augmente.



(a) Fonction de transfert entre le courant fourni par le générateur (sortie) et l'excitation du moteur d'entraînement (entrée) pour les deux lois de contrôle



(b) Courant en sortie du contrôleur. Les fréquences au-dessus de 400 Hz sont filtrées

FIGURE 6.7 – Comparaison de la sortie des deux contrôleurs

Dans les hautes fréquences, on constate de même que, à amplitude d'entrée égale,

l'amplitude du courant fourni par l'α-contrôleur est supérieure à celle du Skyhook (5 dB de différence), sans gain notable sur la diminution de la torsion. Cela est aussi visible en regardant directement le courant envoyé par le contrôleur (ici filtré passe-bas, avec une fréquence de coupure à 400 Hz). Si cela peut s'expliquer par la différence dans les phases, cela tend à signifier que l'α-contrôleur sera plus gourmand en énergie que le Skyhook une fois passée la fréquence du résonance du mode à contrôler. Le tracé de la valeur RMS du courant (en segmentant le signal en tronçons sur lesquels la fréquence reste constante à 1 Hz près) envoyé par les deux contrôleurs montre cependant que cette différence reste relativement faible dans les hautes fréquences. Autour de la fréquence de résonance, une plus grande amplitude de courant ainsi qu'une transition de phase plus douce (en comparant les figures 6.4b et 6.6b) permettent cependant à l'α-contrôleur une plus grande réduction de la torsion à gain équivalent.

Conclusion sur le contrôle actif

On constate par les résultats précédents les bonnes performances fournies par les deux lois de contrôle actif présentées, qui fonctionnent donc aussi bien pour limiter des vibrations de torsion sur un système présentant une rotation d'ensemble. C'est de plus la première fois que des lois de contrôle actif sont testées dans cette configuration. Dans le cas du démonstrateur, l'amplitude du courant permettant le contrôle est assez limitée, du fait du collecteur tournant, mais autorise déjà des résultats très honorables.

6.3 Ouvertures, perspectives et améliorations possibles

6.3.1 Combinaison avec d'autres types d'amortisseurs

Le concept qui a été proposé au cours de ce manuscrit, de même que le démonstrateur qui lui est associé, offrent donc encore de larges possibilités d'amélioration. Une première ouverture qui sera faite ici consiste donc à envisager une combinaison de l'amortisseur hybride avec d'autres types d'amortisseurs existant, afin d'en améliorer encore les capacités de diminution de vibrations de torsion et d'acyclisme. Du fait de leur conception et du peu de concepts passifs disponibles, les étouffeurs ne se prêtent que peu à une hybridation supplémentaire. En revanche, la machine à aimants n'a besoin que d'un disque en rotation pour être opérationnelle. Le volant d'inertie simple s'y prête bien, de même que ses évolutions passives décrites au chapitre 1. Un système à pendules centrifuges serait ainsi tout à fait à même d'améliorer encore les capacités de diminution de l'acyclisme du système hybride, particulièrement dans les basses vitesses. Plus encore, le volant bi-masse, du fait du choix offert de la configuration pour la machine électrique, semble adapté à une intégration dans le système hybride. Il serait ainsi envisageable de monter les bobines sur le volant primaire, sur le volant secondaire, ou même de manière analogue à [PFL 14], entre les deux disques. Les conséquences et possibilités offertes ainsi sont présentées plus en détails dans l'annexe D.

Un autre cas qu'il est possible de mentionner est de n'utiliser non pas un seul, mais plusieurs circuits indépendants, et agissant sur des harmoniques différents. Deux configurations particulières se dégagent alors : celle où la machine électrique utilisée est triphasée, et celle où les deux disques d'un volant bi-masse sont équipés de bobines.
Dans le premier cas, il a été vu que l'impact sur l'acyclisme était limité, car l'oscillation du couple électrodynamique est fortement réduite (ce qui fait d'ailleurs l'intérêt de ces machines) tant que la somme des courants s'annule. Or, ceci impose trois conditions : que le déphasage entre les courants soit constant égal à 120°, que les courants soient de même fréquence, et qu'ils soient aussi de même amplitude. Ces conditions sont perdues si chaque voie d'enroulement est montée sur un circuit à la dynamique différente. Cela peut être avantageux à la fois en termes d'encombrement, si le but est d'agir sur trois harmoniques différents, et potentiellement en termes d'action sur l'acyclisme, même si l'amplitude du couple créé sera faible et demandera un pilotage particulièrement bien maîtrisé. Dans ce cas, les trois ensembles d'étouffeurs seront indépendants les uns des autres.
Dans le second cas, la présence de deux disques permet de créer librement deux agencements bobines-aimants complètement indépendants, ce qui permet d'agir au mieux sur les deux harmoniques ciblés (il est possible de se référer à l'annexe D pour l'impact correspondant). L'impact des deux couples électrodynamiques formés pourra être intéressant pour améliorer les performances passives du volant bi-masse. Il pourrait même potentiellement annuler la résultante constante des couples électrodynamiques.

6.3.2 Optimisation des capacités de l'amortisseur hybride

En plus d'une combinaison avec d'autres types d'amortisseurs, plusieurs voies d'optimisation de ce qui a déjà été présenté dans ce manuscrit sont possibles. Ainsi, un aspect majeur, mais qui n'a pas pu être couvert au cours de cette thèse, est la possibilité de contrer plusieurs harmoniques grâce à l'amortisseur hybride. L'approche la plus directe pour une telle action consiste à utiliser le même circuit couplé et les mêmes transducteurs pour tous les harmoniques ciblés, par superposition. Quelques mots sont précisés sur les distributions d'aimants dans l'annexe A, tandis que l'annexe E se concentre sur les possibilités de contrôle dans le cas d'une correction multi-harmonique. L'accent y est notamment mis sur la nécessité du développement d'un nouveau cadre pour optimiser l'amortissement des vibrations de torsion et de l'acyclisme. En effet, la superposition des harmoniques ne se fait pas de manière linéaire, et cette non-linéarité implique des modifications de phase conséquentes qu'il est nécessaire de comprendre.

Une deuxième perspective d'optimisation concerne la possibilité de contrer aussi le fondamental, lorsque celui-ci n'excite pas la fréquence critique du premier mode de torsion. En effet, il a été vu dans le chapitre 3 que l'amortisseur fonctionne mieux après le passage de cette fréquence, car l'effort issu du transducteur se place en phase avec celui exercé mécaniquement, et non plus en opposition de phase, augmentant donc les capacités d'amortissement. Si la plage de vitesse utilisée ne permet pas l'excitation de

cette fréquence, la partie mécanique (”fail-safe”) de l'amortisseur n'est plus utilisable. L'amortisseur hybride se comporte alors comme un pur générateur de courant alimentant un amortisseur actif, à ceci près que c'est la disposition d'aimants qui confère au courant sa forme, et non pas un contrôleur extérieur. Le niveau de courant circulant dans les étouffeurs, et donc l'amplitude de l'effort exercé, est ici proportionnel à la vitesse de rotation. Dans le cas d'un vilebrequin de 6 cylindres, cela semble un avantage car, à considérer les mesures effectuées dans [MEN 08], c'est aussi le comportement de l'harmonique H_3 dans la torsion du vilebrequin, excepté dans les basses et les très hautes vitesses. Une quantification de la réduction des vibrations atteignable par un tel dispositif, en fonction des caractéristiques des transducteurs utilisés et l'impact sur l'acyclisme, reste cependant à faire.

Une troisième possibilité concerne l'intégration du dispositif au sein d'un vilebrequin réel. La position à l'avant, analogue à celle des amortisseurs habituels, correspond à celle du débattement maximal, plus performante dans une configuration passive. Cependant, la création d'un fort couple correcteur à cet endroit peut induire localement une torsion exacerbée entre le disque avant et le reste du vilebrequin, dont l'impact est à vérifier. Dans ce cas, un positionnement des étouffeurs là où le couple est créé, c'est-à-dire directement au niveau du cylindre, pourrait potentiellement être pertinent, par exemple, en adaptant le concept de Milata et Musil ([MIL 20]), qui proposent un étouffeur directement dans le contrepoids du vilebrequin. Leur montage est cependant lui-aussi pensé pour se positionner seulement à l'avant du vilebrequin.
Pour ce qui est de la machine à aimants, il reste aussi à étudier les possibilités de changement de phase entre le rotor et le stator. Une piste pourrait être d'envisager un stator adaptatif, permettant de tourner la couronne d'aimant en fonction du régime moteur, en alimentant l'actionneur par la batterie du véhicule.

Enfin, dans une perspective d'optimisation, c'est aussi sur le circuit électrique qu'il s'agit de travailler. Cela peut être au niveau de l'architecture, comme cela a déjà été discuté dans les chapitres précédents (afin d'amener une possibilité de pilotage de la phase ou de tirer profit de la résonance en courant, en intégrant un circuit électronique annexe pour le pilotage), mais aussi en laissant la possibilité d'ouvrir ou de fermer le circuit de puissance, notamment lorsque la configuration passive seule est plus avantageuse que l'apport de l'amortisseur hybride (cas de la réamplification typiquement). Dans ce cas, il sera même envisageable d'implémenter plusieurs circuits électriques constitués de composants passifs, et de basculer de l'un à un autre en fonction du besoin. Ce caractère adaptatif du circuit de puissance nécessite cependant davantage de recherche, que ce soit d'un point de vue technologique ou conceptuel.

Conclusion générale

Au cours de cette thèse, un nouveau système amortisseur pour vilebrequin a été développé, partant du constat que les dispositifs passifs d'amortissement de vibrations (torsion et oscillation de vitesse), bien que fiables et moins coûteux, arrivaient au bout de leurs performances. Ce nouveau système est qualifié d'hybride, dans le sens où il combine des solutions passives et semi-actives de diminution de vibrations, mais aussi dans celui où il combine plusieurs formes d'amortisseurs, spatialement répartis, au sein d'un circuit multiphysique couplé. L'aspect multiphysique utilise le vecteur le plus simple et le mieux maîtrisé, à savoir l'énergie électrique, transmise aux deux dispositifs amortisseurs par transduction électromagnétique. Cette configuration se dispense de tout apport extérieur d'énergie et utilise alors les deux transducteurs à la fois comme récupérateur d'énergie et comme actionneur, afin d'éviter autant que possible les pertes en passant d'un référentiel fixe à un référentiel en rotation. Ce faisant, elle permet d'aborder la question de l'interaction entre excitations cycliques et systèmes résonants, ainsi que du pilotage de ces couplages, domaine encore scientifiquement peu étudié.

Ce concept d'amortisseur hybride a été ensuite modélisé, en insistant sur le comportement mécanique du vilebrequin, en s'appuyant sur des données issues d'un modèle existant fourni par Volvo Group, mais surtout sur la transduction électromagnétique, qui revêt ici deux formes, correspondant à l'architecture des deux transducteurs envisagés. En effet, dans un cas, l'interaction correspond à la translation d'une bobine de cuivre dans un champ magnétique, fixe dans le référentiel tournant, tandis que dans l'autre, il correspond à la coupure d'un champ magnétique, fixe dans le référentiel du véhicule, par un ensemble de bobines de cuivre embarquées sur le vilebrequin. Plusieurs architectures de circuit pour lier les ensembles de bobines ont été proposées, mais une seule d'entre elles, la plus directe, a effectivement été étudiée. A partir de cette modélisation, une analyse paramétrique a pu être menée, permettant de définir un groupe restreint de paramètres ayant une influence clé sur le comportement dynamique de l'amortisseur hybride.

A partir des résultats de l'analyse paramétrique et de la modélisation, un démonstrateur académique a ensuite été conçu et assemblé, afin de reproduire dans des conditions sécurisées et maîtrisées le comportement d'un rotor soumis à une excitation cyclique, donc présentant un comportement non-stationnaire. Le vilebrequin est représenté dans ce démonstrateur par deux disques, caractérisés par une inertie fixée, liés entre eux par

un tube de torsion, creux afin de laisser passer la connectique électrique. L'amortisseur hybride ajouté par-dessus est constitué quant à lui de deux moteurs *Voice Coil* issus du commerce et d'une machine synchrone à aimants permanents monophasée, spécialement développée pour répondre aux besoins particuliers du démonstrateur.
Les tests effectués sur ce démonstrateur ont mis en évidence une bonne concordance entre le comportement prédit par le modèle numérique et les mesures effectuées, sur l'amplitude de torsion, le courant circulant dans le circuit de couplage, et le déplacement des VCA. Ils démontrent que le concept développé au cours de la thèse et décrit dans le présent manuscrit fonctionne très bien, et que les performances délivrées sont très encourageantes, pouvant aller jusqu'à une annulation complète de l'amplitude de torsion. Les meilleurs performances se retrouvent notamment autour de la fréquence de résonance, mais le dispositif est aussi efficace pour des fréquences inférieures, en évitant le phénomène de "double bosse" caractéristique du système passif, et surtout pour des fréquences supérieures, du fait de l'apport énergétique. En ce qui concerne l'acyclisme, l'effet du couple électrodynamique n'a certes pas été étudié expérimentalement, mais il a été montré numériquement que la seule réduction de l'amplitude de torsion permet aussi une réduction des oscillations de la vitesse angulaire instantanée.
Une validation industrielle sur un vilebrequin réel peut alors constituer une prochaine étape envisageable dans le développement de l'amortisseur hybride. Les perspectives d'amélioration de la base existante sont de plus assez larges, que ce soit en modifiant le banc d'essais lui-même ou par des développements théoriques. Cependant, malgré sa conception visant un démontage facile et une grande adaptabilité, les limitations introduites par le volume restreint, les matériaux utilisés et une connaissance imparfaite de l'amortissement visqueux dans les VCA sous l'effet de la force centrifuge limitent actuellement la connaissance précise de la dynamique du banc lorsqu'il est soumis à de forts couples et à une rotation à haute vitesse. Malgré cette variabilité, le démonstrateur s'est révélé suffisamment robuste pour permettre un amortissement performant.

La construction d'un tel démonstrateur met aussi à disposition une plateforme à même de poursuivre d'autres développements sur l'amortissement des vibrations de torsion. Il a en effet permis de compléter l'analyse du dispositif hybride par l'étude d'un amortisseur actif robuste, initialement testé sur des systèmes en flexion, mais dont il a été prouvé qu'il fonctionne aussi très bien pour limiter les vibrations de torsion, ce qui ouvre encore de nouvelles perspectives, autant académiques qu'industrielles. Parmi celles-ci, on retrouve aussi bien l'hybridation à d'autres types d'amortisseurs que l'introduction d'une électronique de contrôle du circuit électrique, mais aussi l'introduction d'éléments non-linéaires (étouffeurs, shunts ou même contrôle actif) au sein de ce circuit.

Bibliographie

[ABO 15] ABOUOBAIA E., BHAT R., SEDAGHATI R.
Semi-Active Control of Torsional Vibrations Using a New Hybrid Torsional Damper. *23rd AIAA/AHS Adaptive Structures Conference*, Kissimmee, Florida, janvier 2015 American Institute of Aeronautics and Astronautics.

[ABO 20] ABOUOBAIA E., SEDAGHATI R., BHAT R.
Design Optimization and Experimental Characterization of a Rotary Magneto-Rheological Fluid Damper to Control Torsional Vibration. *Smart Materials and Structures*, vol. 29, n° 4, 2020, page 045010.

[ABU 09] ABUBAKAR I. M., FARID B. J. M.
Generalized Den Hartog Tuned Mass Damper System for Control of Vibrations in Structures. *ERES 2009*, Cyprus, avril 2009 p. 185–193.

[ABU 19] ABU SEER T., VAHDATI N., SHIRYAYEV O.
Adaptive Torsional Tuned Vibration Absorber for Rotary Equipment. *Vibration*, vol. 2, n° 1, 2019, p. 116–134.

[AGE 20] AGENCY I. E.
. « Tracking Transport », 2020.

[AGU 12] AGUIRRE G., GOROSTIAGA M., PORCHEZ T., MUÑOA J.
Self-Tuning Semi-Active Tuned-Mass Damper for Machine Tool Chatter Suppression. *ISMA*, 2012, page 16.

[AHM 19] AHMADABADI Z. N.
Nonlinear Energy Transfer from an Engine Crankshaft to an Essentially Nonlinear Attachment. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 443, 2019, p. 139–154.

[ALT 91] ALTENBERND G.
Actual Aspects of the Development of Fractional Horse-Power Single Phase Synchronous Motors with Permanent Magnetic Rotor. *Internat. Conf. on the Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines*, vol. 3, 1991, p. 1083–9.

[AND 14] ANDRÉ H., GIRARDIN F., BOURDON A., ANTONI J., RÉMOND D.
Precision of the IAS Monitoring System Based on the Elapsed Time Method in the Spectral Domain. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 44, n° 1-2, 2014, p. 14–30.

[AND 20] ANDRÉ J.-M., VIEIRA DA ROCHA T.
. « CITEPA - Rapport Secten », 2020.

[ARE 98] ARENDT P. N.
Electromagnetic Forces and Fields in a Rotating Reference Frame. rapport, 1998, New Mexico Tech, Socorro.

[ASA 17a] ASAI T., ARAKI Y., IKAGO K.
Energy Harvesting Potential of Tuned Inertial Mass Electromagnetic Transducers. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 84, 2017, p. 659–672.

[ASA 17b] ASAMI T.
Optimal Design of Double-Mass Dynamic Vibration Absorbers Arranged in Series or in Parallel. *Journal of Vibration and Acoustics*, vol. 139, n° 1, 2017, page 011015.

[AUC 84] AUCKLAND D. W., SUNDRAMA S., SHUTTLEWORTH R., POSNER D. I.
The Measurement of Shaft Torque Using an Optical Encoder. *Journal of Physics E : Scientific Instruments*, vol. 17, n° 12, 1984.

[AUL 21] AULELEY M., THOMAS O., GIRAUD-AUDINE C., MAHÉ H.
Enhancement of a Dynamic Vibration Absorber by Means of an Electromagnetic Shunt. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 32, n° 3, 2021, p. 331–354.

[AUS 11] AUSTRUY J.
Rotor Hub Vibration and Blade Loads Reduction, and Energy Harvesting via Embedded Radial Oscillator. These de doctorat, Pennsylvania State University, 2011.

[BAR 07] BARTHOD M., HAYNE B., TÉBEC J.-L., PIN J.-C.
Experimental Study of Dynamic and Noise Produced by a Gearing Excited by a Multi-Harmonic Excitation. *Applied Acoustics*, vol. 68, n° 9, 2007, p. 982–1002.

[BAR 19] BARON E., LIGIER J.-L.
Acyclisme des moteurs thermiques - Moteur à 4 cylindres et acyclisme en multicylindres. , 2019, page 33.

[BAU 16] BAUDIN S., RÉMOND D., ANTONI J., SAUVAGE O.
Non-Intrusive Rattle Noise Detection in Non-Stationary Conditions by an Angle/Time Cyclostationary Approach. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 366, 2016, p. 501–513.

[BER 08] BERRIRI M., CHEVREL P., LEFEBVRE D.
Active Damping of Automotive Powertrain Oscillations by a Partial Torque Compensator. *Control Engineering Practice*, vol. 16, n° 7, 2008, p. 874–883.

[BER 19] BERBYUK V.
Design Optimization of Torsional Vibration Absorbers for Heavy-Duty Truck Drivetrain Systems. *Vibration*, vol. 2, n° 3, 2019, p. 240–264.

[BER 20] BERBYUK V.
Weight-Vibration Pareto Optimization of a Triple Mass Flywheel for Heavy-Duty Truck Powertrains. *Machines*, vol. 8, n° 3, 2020, page 50.

[BEU 00] BEUSCHEL M., RAU M., SCHRODER D.
Adaptive Damping of Torque Pulsation Using a Starter Generator-Opportunities and

Boundaries. *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, vol. 3, Rome, Italy, 2000 IEEE, p. 1403–1408.

[BIG 86] BIGRET R., COETZEE C., LEVY D., HARLEY R.
Measuring the Torsional Modal Frequencies of a 900MW Turbogenerator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 1, n° 4, 1986.

[BIG 20] BIGO A.
Les transports face au défi de la transition énergétique. Explorations entre passé et avenir, technologie et sobriété, accélération et ralentissement. These de doctorat, Institut Polytechnique de Paris, 2020.

[BIS 07] BISHOP J., NEDUNGADI A., OSTROWSKI G., SURAMPUDI B., ARMIROLI P., TASPINAR E.
An Engine Start/Stop System for Improved Fuel Economy. *SAE World Congress & Exhibition*, avril 2007, p. 2007-01-1777.

[BOH 04] BOHN C., CORTABARRIA A., HÄRTEL V., KOWALCZYK K.
Active Control of Engine-Induced Vibrations in Automotive Vehicles Using Disturbance Observer Gain Scheduling. *Control Engineering Practice*, vol. 12, n° 8, 2004, p. 1029–1039.

[BOU 14] BOURDON A., ANDRÉ H., RÉMOND D.
Introducing Angularly Periodic Disturbances in Dynamic Models of Rotating Systems under Non-Stationary Conditions. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 44, n° 1-2, 2014, p. 60–71.

[BRO 84] BROWN G. V., KIELB R. E., MEYN E. H., MORRIS E., POSTA S. J.
Lewis Research Center Spin Rig and Its Use in Vibration Analysis of Rotating Systems. *NASA Technical paper*, , n° 2304, 1984, page 24.

[CAI 16] CAILLERET F., FLÈCHE B.
« Mécanisme de Filtration de Fluctuations de Couple et Ensemble de Propulsion Associé », n° FR3035942, 11.11.16.

[CAM 13] CAMMARANO A., GONZALEZ-BUELGA A., NEILD S. A., BURROW S. G., INMAN D. J.
Bandwidth of a Nonlinear Harvester with Optimized Electrical Load. *Journal of Physics : Conference Series*, vol. 476, 2013, page 012071.

[CHA 96] CHANG S.-L., TSAY C.-B., WU L.-I.
Mathematical Model and Undercutting Analysis of Elliptical Gears Generated by Rack Cutters. *Mechanism and Machine Theory*, vol. 31, n° 7, 1996, p. 879–890.

[CHE 07] CHEN Z.-G., HU Y.-T., YANG J.-S.
Piezoelectric Generator Based on Torsional Modes for Power Harvesting from Angular Vibrations. *Applied Mathematics and Mechanics*, vol. 28, n° 6, 2007, p. 779–784.

[CHE 12] CHEN D., SHI X., LIU G.
Design and Simulation Study of a New Type of Dual Mass Flywheel. *Applied Mechanics and Materials*, vol. 184–185, 2012, page 5.

[CHE 16] CHESNE S., COLLETTE C.
A Simple Hybridization of Active and Passive Mass Dampers. *ISMA*, KU Leuven, 2016 page 10.

[CHE 18] CHESNÉ S., COLLETTE C.
Experimental Validation of Fail-Safe Hybrid Mass Damper. *Journal of Vibration and Control*, vol. 24, n° 19, 2018, p. 4395–4406.

[CHE 19] CHESNÉ S., INQUIETÉ G., CRANGA P., LEGRAND F., PETITJEAN B.
Innovative Hybrid Mass Damper for Dual-Loop Controller. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 115, 2019, p. 514–523.

[CHI 16] CHILIŃSKI B., ZAWISZA M.
Analysis of Bending and Angular Vibration of the Crankshaft with a Torsional Vibrations Damper. *Journal of Vibroengineering*, vol. 18, n° 8, 2016, p. 5353–5363.

[CHR 20] CHRISTIE M. D., SUN S., DENG L., NING D., DU H., ZHANG S., LI W.
The Variable Resonance Magnetorheological Pendulum Tuned Mass Damper : Mathematical Modelling and Seismic Experimental Studies. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 31, n° 2, 2020, p. 263–276.

[COL 16] COLLETTE C., CHESNÉ S.
Robust Hybrid Mass Damper. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 375, 2016, p. 19–27.

[COM 17] COMMEINE E., CAILLERET F., LAFORGE T., VERHOOG R., LEBAS G.
« Dispositif d'amortissement de Torsion Pour Un Système de Transmission de Véhicule Automobile », n° EP3121481A2, janvier 2017.

[COO 18] COOLEY C. G., CHAI T.
Energy Harvesting From the Vibrations of Rotating Systems. *Journal of Vibration and Acoustics*, vol. 140, n° 2, 2018, page 021010.

[CRO 98] CROFTS J. G.
« Torsional Tunable Coupling for a Diesel Engine Drive Shaft », n° US57120248, février 1998.

[DAB 16] DABROWSKI Z., CHILIŃSKI B., PANKIEWICZ J.
A Proposition of a Torsional-Bending Vibrations Modelling of Combustion Engines. *Journal of KONES Powertrain and Transport*, vol. 23, n° 4, 2016, page 8.

[DAV 03] DAVIS R., LORENZ R.
Engine Torque Ripple Cancellation with an Integrated Starter Alternator in a Hybrid Electric Vehicle : Implementation and Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, n° 6, 2003, p. 1765–1774.

[DEH 21] DEHAEZE T., COLLETTE C.
Active Damping of Rotating Platforms Using Integral Force Feedback. *Engineering Research Express*, vol. 3, n° 1, 2021, page 015036, IOP Publishing.

[DEN 28] DEN HARTOG J., ORMONDROYD J.
Theory of the Dynamic Vibration Absorber. *ASME Journal of Applied Mechanics*, , 1928.

[DEN 29] DEN HARTOG J., ORMONDROYD J.
Torsional Vibration Dampers. *Transactions of the American Society of Mechanical Engineering*, , 1929.

[DES 10] DESBAZEILLE M., RANDALL R., GUILLET F., EL BADAOUI M., HOISNARD C.
Model-Based Diagnosis of Large Diesel Engines Based on Angular Speed Variations of the Crankshaft. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 24, n° 5, 2010, p. 1529–1541.

[DIO 09] DION J.-L., LE MOYNE S., CHEVALLIER G., SEBBAH H.
Gear Impacts and Idle Gear Noise : Experimental Study and Non-Linear Dynamic Model. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, n° 8, 2009, p. 2608–2628.

[DON 18] DONG X., XI J., CHEN P., LI W.
Magneto-Rheological Variable Inertia Flywheel. *Smart Materials and Structures*, vol. 27, n° 11, 2018, page 115015.

[DON 20] DONG X., LI W., YU J., PAN C., XI J., ZHOU Y., WANG X.
Magneto-Rheological Variable Stiffness and Damping Torsional Vibration Control of Powertrain System. *Frontiers in Materials*, vol. 7, 2020, page 121.

[DRE 99] DREW S., HESTERMAN D., STONE B.
The Torsional Excitation of Variable Inertia Effects in a Reciprocating Engine. *Mechanical Systems and Signal Processing*, , 1999, p. 125–144.

[DRO 13] DROUET J.
Séparation des sources de bruit des moteurs Diesel : Applcation en hiérarchisation de source et qualité sonore. These de doctorat, INSA Lyon, Lyon, France, juillet 2013.

[DUC 18] DUCHENE T. E., REMBOSKI D. J., VERSTEYHE M. R. J., ZIECH J. F.
« Torque Ripple Compensating Device », n° US10125681B2, novembre 2018.

[EKL 18] EKLUND P.
Design of Rare Earth Free Permanent Magnet Generators. These de doctorat, Uppsala University, Uppsala, 2018.

[FLÈ 17] FLÈCHE B., LEBEAU F., BOULET J., LOPEZ PEREZ C.
« Absorbeur de Vibrations et Mécanisme d'amortissement Associé », n° WO2017/072337A1, mai 2017.

[FON 11] FONSECA N., CASANOVA J., VALDÉS M.
Influence of the Stop/Start System on CO2 Emissions of a Diesel Vehicle in Urban Traffic. *Transportation Research Part D : Transport and Environment*, vol. 16, n° 2, 2011, p. 194–200.

[FU 20] FU T., RAKHEJA S., SHANGGUAN W.-B.
Design of a Hybrid Proportional Electromagnetic Dynamic Vibration Absorber for Control of Idling Engine Vibration. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D : Journal of Automobile Engineering*, vol. 234, n° 1, 2020, p. 56–70.

[GAO 19a] GAO P., XIANG C., LIU H., WALKER P., ZHANG N.
Design of the Frequency Tuning Scheme for a Semi-Active Vibration Absorber. *Mechanism and Machine Theory*, vol. 140, 2019, p. 641–653.

[GAO 19b] GAO P., XIANG C., LIU H., WALKER P., ZHOU H.
Vibration Reduction Performance Parameters Matching for Adaptive Tunable Vibration Absorber. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 30, n° 2, 2019, p. 198–212.

[GEN 09] GENTA G.
Torsional Vibrations of Crankshafts. *Vibration Dynamics and Control*, p. 745–788 Springer US, springer édition, 2009.

[GEN 20] GENÇ M. O., KONAKÇI S., KAYA N., İMER Ç., SERBEST A. K.
Experimental Investigation of the Hybrid Damper Clutch System Under Dynamic Conditions of an Automobile Powertrain. *European Mechanical Science*, vol. 5, n° 2, 2020, p. 44–50.

[GIE 10] GIERAS J. F.
Permanent Magnet Motor Technology : Design and Applications. CRC Press, Boca Raton, 3rd ed édition, 2010.

[GON 13] GONG H., WANG M. Q., WANG H.
New Energy Vehicles in China : Policies, Demonstration, and Progress. *Mitigation and Adaptation Strategies for Global Change*, vol. 18, n° 2, 2013, p. 207–228.

[GU 10] GU L., LIVERMORE C.
Pendulum-Driven Passive Self-Tuning Energy Harvester for Rotating Applications. *Power MEMS Workshop*, Leuven, Belgium, 2010 page 4.

[GUN 18] GUNN B., THEODOSSIADES S., ROTHBERG S.
A Nonlinear Energy Harvester for Torsional Oscillations. *ISMA-USD*, Leuven, Belgium, 2018 page 8.

[GUP 17] GUPTA K., CHOUDHARY A., BIDRE R.
NVH Performance Improvement Study Using a Dual Mass Flywheel (DMF), Inertia Ring Type Tuned Torsional Vibration Damper (TVD) and Single Mass Flywheel (SMF) in a Front Engine and Rear Wheel Driveline Architecture. *Noise and Vibration Conference and Exhibition*, juin 2017, p. 2017-01-1752.

[HAM 15] HAMMAMI A.
Contribution to the Study of the Dynamic Behavior of Mechanical Transmissions under Non-Stationary Conditions. These de doctorat, Univsersidad de Cantabria, Santander, 2015.

[HAR 10] HARARI S.
Contrôle modal semi-actif et actif à faible consommation énergétique par composants piézoélectriques. These de doctorat, INSA Lyon, 2010.

[HAR 12] HARNE R. L.
Theoretical Investigations of Energy Harvesting Efficiency from Structural Vibrations Using Piezoelectric and Electromagnetic Oscillators. *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 132, n° 1, 2012, p. 162–172.

[HAR 17a] HARIS A., MOTATO E., MOHAMMADPOUR M., THEODOSSIADES S., RAHNEJAT H., O' MAHONY M., VAKAKIS A., BERGMAN L., MCFARLAND D.
On the Effect of Multiple Parallel Nonlinear Absorbers in Palliation of Torsional Response of Automotive Drivetrain. *International Journal of Non-Linear Mechanics*, vol. 96, 2017, p. 22–35.

[HAR 17b] HARIS A., MOTATO E., THEODOSSIADES S., RAHNEJAT H., KELLY P., VAKAKIS A., BERGMAN L. A., MCFARLAND D. M.
A Study on Torsional Vibration Attenuation in Automotive Drivetrains Using Absorbers with Smooth and Non-Smooth Nonlinearities. *Applied Mathematical Modelling*, vol. 46, 2017, p. 674–690.

[HAR 20] HARIS A., ALEVRAS P., MOHAMMADPOUR M., THEODOSSIADES S., O' MAHONY M.
Design and Validation of a Nonlinear Vibration Absorber to Attenuate Torsional Oscillations of Propulsion Systems. *Nonlinear Dynamics*, vol. 100, n° 1, 2020, p. 33–49.

[HE 19] HE L., XIA C., CHEN S., GUO J., LIU Y.
Parametric Investigation of Dual-Mass Flywheel Based on Driveline Start-Up Torsional Vibration Control. *Shock and Vibration*, vol. 2019, 2019, p. 1–12.

[HOE 20] HOEFLER D., HOHENBERG G., MAXL S., BEIDL C.
Torsional Vibration Damping Concept in Hybrid Systems. *MTZ Worldwide*, , 2020.

[HOM 11] HOMIK W.
Damping of Torsional Vibrations of Ship Engine Crankshafts - General Selection Methods of Viscous Vibration Damper. *Polish Maritime Research*, vol. 18, n° 3, 2011.

[HOS 99] HOSEK M., OLGAC N., ELMALI H.
The Centrifugal Delayed Resonator as a Tunable Torsional Vibration Absorber for Multi-Degree-of-Freedom Systems. *Journal of Vibration and Control*, vol. 5, n° 2, 1999, p. 299–322.

[HU 20] HU Y., YANG F., DU L., ZHANG J., OUYANG M.
A Novel Method to Actively Damp the Vibration of the Hybrid Powertrain by Utilizing a Flywheel Integrated-Starter-Generator. *IEEE Access*, vol. 8, 2020, p. 147045–147058.

[HUR 07] HURLEY J. D., CLAYTON P. J.
« Torsional Shaker Apparatus for Inspecting Rotatable Power Generation Machinery », n° US7213461, mai 2007.

[IEA 10] IEA
World Energy Outlook. rapport, 2010, International Energy Agency.

[IEA 17] IEA
Future of Trucks - Implications for Energy and the Environment. rapport, 2017, IEA.

[INF 15] INFANTE F., PERFETTO S., MAYER D., HEROLD S.
Modelling of Drive-Train Using a Piezoelectric Energy Harvesting Device Integrated with a Rotational Vibration Absorber. *Noise and Vibration - Emerging Technologies*, Dubrovnik, Croatia, 2015 page 19.

[INF 18] INFANTE F., KAAL W., PERFETTO S., HEROLD S.
Design Development of Rotational Energy Harvesting Vibration Absorber (R-EHTVA). *Volume 2 : Mechanics and Behavior of Active Materials ; Structural Health Monitoring ; Bioinspired Smart Materials and Systems ; Energy Harvesting ; Emerging Technologies*, San Antonio, Texas, USA, septembre 2018 American Society of Mechanical Engineers, page V002T07A001.

[IPC 21] IPCC
Summary for Policymakers. *Climate Change 2021 : The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Sixth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change [Masson- Delmotte, V., P. Zhai, A. Pirani, S. L. Connors, C. Péan, S. Berger, N. Caud, Y. Chen, L. Goldfarb, M. I. Gomis, M. Huang, K. Leitzell, E. Lonnoy, J. B. R. Matthews, T. K. Maycock, T. Waterfield, O. Yelekçi, R. Yu and B. Zhou (Eds.)]* Cambridge university press édition, 2021.

[JAB 20] JABOVISTE K., SADOULET-REBOUL E., SAUVAGE O., CHEVALLIER G.
A Framework for the Design of Rotating Multiple Tuned Mass Damper. *Conference and Exposition on Structural Dynamics*, Houston, United States, 2020.

[JON 07] JONNALAGADDA A. S.
Magnetic Induction Systems to Harvest Energy from Mechanical Vibrations. M.Sc, Massachussets Institute of Technology, 2007.

[JUR 21] JURMU L., ROBINETTE D., BLOUGH J., GEHRINGER M.
Design and Test of a Torsional Vibration Absorber in Series with a Planetary Gearset. *Journal of Vibration and Control*, vol. 27, n° 13-14, 2021, p. 1498–1510.

[KAD 11] KADMIRI Y.
Analyse vibroacoustique du bruit de graillonnement des boîtes de vitesses automobiles. These de doctorat, Ecole Centrale de Lyon, 2011.

[KEM 14] KEMMETMÜLLER W., FAUSTNER D., KUGI A.
Modeling of a Permanent Magnet Synchronous Machine With Internal Magnets Using Magnetic Equivalent Circuits. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, n° 6, 2014, p. 1–14.

[KOD 16] KODAMA T., HONDA Y.
A Study on the Modeling and Dynamic Characteristics of the Viscous Damper Silicone Fluid by Using Vibration Control of Engine Crankshaft System. *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, vol. 7, n° 2, 2016, p. 273–278.

[KOD 20] KODAMA T., HONDA Y.
A Study on the Modeling and Simulation Method of Torsional Vibration Considering Dynamic Properties of Rubber Parts for Engine Crankshaft System with Rubber Damper Pulley. *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, , 2020, p. 1007–1011.

[KRE 11] KREUTER P., VON ESSEN M.
« Method and Device for Reducing Rotational Irregularities », n° US2011/0083631A1, avril 2011.

[KUS 02] KUSHWAHA M., GUPTA S., KELLY P., RAHNEJAT H.
Elasto-Multi-Body Dynamics of a Multicylinder Internal Combustion Engine. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K : Journal of Multi-body Dynamics*, vol. 216, n° 4, 2002, p. 281–293.

[LAF 16] LAFTA H. D., SHATHER A. H.
Nonlinear Torsional Vibration Analysis Of Variable Inertia Reciprocating Engines. *Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology*, vol. 3, n° 1, 2016, page 8.

[LAI 18] LAI Y.-H., CHUNG L.-L., CHUANG-SHENG W. Y., WU L.-Y.
Semi-active Phase Control of Tuned Mass Dampers for Translational and Torsional Vibration Mitigation of Structures. *Structural Control and Health Monitoring*, vol. 25, n° 9, 2018, page 22.

[LAN 14] LANCHESTER F. W.
« Damping Torsional Vibrations in Crank-Shafts », n° US1085443, octobre 1914.

[LED 09] LE DREN A.
« Dispositif Générateur de Couple Acyclique Pilote et Arbre Rotatif Présentant Un Tel Dispositif », n° FR2931235, novembre 2009.

[LEE 07] LEE K.-M., SON H.
Distributed Multipole Model for Design of Permanent-Magnet-Based Actuators. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, n° 10, 2007, p. 3904–3913.

[LEE 19] LEE K.-H., PARK J.-E., KIM Y.-K.
Design of a Stiffness Variable Flexible Coupling Using Magnetorheological Elastomer for Torsional Vibration Reduction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 30, n° 15, 2019, p. 2212–2221.

[LI 05] LI Y., GU F., HARRIS G., BALL A., BENNETT N., TRAVIS K.
The Measurement of Instantaneous Angular Speed. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 19, n° 4, 2005, p. 786–805.

[LIA 10] LIANG C.-H., TUNG P.-C.
Application of Genetic Algorithms to Active Vibration Control of a Centrifugal Pendulum Vibration Absorber. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 224, n° 4, 2010, p. 329–338.

[LIC 13] LICARI J., UGALDE-LOO C. E., EKANAYAKE J. B., JENKINS N.
Damping of Torsional Vibrations in a Variable-Speed Wind Turbine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, n° 1, 2013, p. 172–180.

[LIG 02] LIGIER J.-L., BARON E.
Acyclisme et vibrations - Applications aux moteurs thermiques et aux transmissions - Volume 1 : Notions de base, vol. 1. Technip édition, 2002.

[LIU 18] LIU F., ZHAO F., LIU Z., HAO H.
The Impact of Fuel Cell Vehicle Deployment on Road Transport Greenhouse Gas Emissions : The China Case. *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 43, n° 50, 2018, p. 22604–22621.

[LIU 19] LIU H., ZHANG X., CHEN Y., TAHA M., XU H.
Active Damping of Driveline Vibration in Power-Split Hybrid Vehicles Based on Model Reference Control. *Control Engineering Practice*, vol. 91, 2019, page 104085.

[LIU 20] LIU Q., BAI G.-D., LIU Z.-H., BAI X.-X. F., DU H., CHEN P., QIAN L.-J.
Magnetorheological Semi-Active Mount System for Engines : Prototyping and Testing. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D : Journal of Automobile Engineering*, vol. 234, n° 13, 2020, p. 3081–3094.

[LOP 17] LOPEZ PEREZ C., FENIOUX D., DEQUESNES L., BOULET J.
« Amortisseur de Torsion », n° EP3205901B1, août 2017.

[MAO 19] MAO X., XU H., HEATON J., MRDEZA S.
« Active Damper for Torsional Vibration and Noise Mitigation in a Driveline », n° US10274040, avril 2019.

[MAY 13] MAYET J., RIXEN D., ULBRICH H.
Tautochronic Centrifugal Pendulum Vibration Absorber : General Design and Analysis. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 00, 2013, p. 1–24.

[MAY 18] MAYER D., HEROLD S.
Passive, Adaptive, Active Vibration Control, and Integrated Approaches. BELTRAN-CARBAJAL F., Ed., *Vibration Analysis and Control in Mechanical Structures and Wind Energy Conversion Systems* InTech, avril 2018.

[MCD 16] MCDONALD K. T.
Electrodynamics of Rotating Systems. 2016.

[MEI 07] MEIRELLES P. S., ZAMPIERI D. E., MENDES A. S., PAULO S.
Mathematical Model for Torsional Vibration Analysis in Internal Combustion Engines. 2007, page 7.

[MEN 08] MENDES A. S., MEIRELLES P. S., ZAMPIERI D. E.
Analysis of Torsional Vibration in Internal Combustion Engines : Modelling and Experimental Validation. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K : Journal of Multi-Body Dynamics*, vol. 222, juin 2008, p. 155–178.

[MIC 05] MICHEAU P., COIRAULT P.
A Harmonic Controller of Engine Speed Oscillations for Hybrid Vehicles. *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 38, 2005, p. 19–24.

[MIK 09] MIKOLANDA T., KOŠEK M., RICHTER A.
Magnetic Field of Permanent Magnets ; Measurement, Modelling, Vizualisation. Liberec, 2009 page 19.

[MIL 16] MILAŠINOVIĆ A., MILOVANOVIĆ Z., KNEŽEVIĆ D., MUJANIĆ I.
Determination of Differential Equations of Motion and Parameters of an Elastic Internal Combustion Engine Crankshaft. *Transactions of FAMENA*, vol. 40, n° 2, 2016, p. 83–95.

[MIL 20] MILATA M., MUSIL M.
Reduction of Crankshaft Stress By Using of the Torsional Vibration Damper. *Strojnícky časopis - Journal of Mechanical Engineering*, vol. 70, n° 2, 2020, p. 117–132.

[MIS 17] MISDARIIS N.
Recherche-projet en design sonore : le cas emblématique du véhicule électrique. *Sciences du Design*, vol. n° 5, n° 1, 2017, page 115.

[MOL 18] MOLARD S.
. « 12.8% de Réduction de La Consommation : Urban Lab 2 Tient Ses Engagements ». https ://www.renault-trucks.com/fr/newsroom/press-releases/128-de-reduction-de-la-consommation-urban-lab-2-tient-ses-engagements, juillet 2018.

[MOR 12] MORTARI P. A. M.
« Overrunning Pulley with Elastomer Torsional Damping System », n° US2012/0322592A1, décembre 2012.

[MOR 15] MORANDIN M., BOLOGNANI S., FAGGION A.
Active Torque Damping for an ICE-Based Domestic CHP System With an SPM Machine Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 4, 2015, p. 3137–3146.

[MTE 20] MTE
. « Parc Automobile Des Zones à Faibles Émissions - Statistiques Publiques - Ministère de La Transition Écologique », 2020.

[MUL 06] MULTON B.
Cours - Application des aimants aux machines électriques. 2006.

[NAK 00] NAKAJIMA Y.
A Study on the Reduction of Crankshaft Rotational Vibration Velocity by Using a Motor-Generator. *JSAE Review*, vol. 21, n° 3, 2000, p. 335–341.

[NER 14] NERUBENKO G.
New Concept of Vibration Mitigation in Hybrid Vehicle Powertrain. *ICSV 21st*, Beijing, China, 2014 page 8.

[NER 20] NERUBENKO G., PANOVKO G., SHOKHIN A.
Magnetic Field Shielding in Electric Vehicles by Vibration Energy Harvesting Dampers. *Vibroengineering PROCEDIA*, vol. 31, 2020, p. 57–61.

[NEW 20] NEWLAND D. E.
Developments in the Design of Centrifugal Pendulum Vibration Absorbers. *The International Journal of Acoustics and Vibration*, vol. 25, n° 2, 2020, p. 266–277.

[NGU 19] NGUYEN D.-C.
Determination of Optimal Parameters of the Tuned Mass Damper to Reduce the Torsional Vibration of the Shaft by Using the Principle of Minimum Kinetic Energy. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K : Journal of Multi-body Dynamics*, vol. 233, n° 2, 2019, p. 327–335.

[NGU 20] NGUYEN D.-C.
Vibration Control of a Rotating Shaft by Passive Mass-Spring-Disc Dynamic Vibration Absorber. *Archive of Mechanical Engineering*, vol. 67, n° 3, 2020, Polish Academy of Sciences, Committee on Machine Building.

[NJE 06] NJEH M.
Contribution au contrôle des pulsations de couple d'une propulsion hybride. These de doctorat, Université de Poitiers, 2006.

[OST 89] OSTOVIĆ V.
Dynamics of Saturated Electric Machines. Springer New York, New York, NY, 1989.

[ÖST 08] ÖSTMAN F., TOIVONEN H. T.
Active Torsional Vibration Control of Reciprocating Engines. *Control Engineering Practice*, vol. 16, n° 1, 2008, p. 78–88.

[OTT 08] OTTAVIANO E., MUNDO D., DANIELI G. A., CECCARELLI M.
Numerical and Experimental Analysis of Non-Circular Gears and Cam-Follower Systems as Function Generators. *Mechanism and Machine Theory*, vol. 43, n° 8, 2008, p. 996–1008.

[PAN 16] PANKIEWICZ J., CHILIŃSKI B., WADOŁOWSKI M.
Model Aided Design of Tuned Rubber TVD. *Journal of KONES Powertrain and Transport*, vol. 23, n° 4, 2016.

[Par 14] PARLEMENT EUROPÉEN ET CONSEIL
. ≪ RÈGLEMENT (UE) No 540/2014 DU PARLEMENT EUROPÉEN ET DU CONSEIL - du 16 avril 2014 - concernant le niveau sonore des véhicules à moteur et des systèmes de silencieux de remplacement, et modifiant la directive 2007/•46/•CE et abrogeant la directive 70/•157/•CEE - ≫, avril 2014.

[PAS 06] PASRICHA M. S., HASHIM F. M.
Effect of the Reciprocating Mass of Slider-Crank Mechanism on Torsional Vibrations of Diesel Engine Systems. *AJSTD*, vol. 23, n° 1&2, 2006, page 11.

[PAS 19] PASSOS S., MANIN L., RÉMOND D., SAUVAGE O., ROTA L., BESNIER E.
Experimental Identification of the Corrective Effect of a Non-Circular Pulley : Application to Timing Belt Drive Dynamics. *Surveillance, Vishno and AVE Conferences*, Lyon, France, juillet 2019 page 11.

[PER 14] PERFETTO S., INFANTE F., ATZRODT H., MAYER D., HEROLD S.
Feasibility Study of an Energy Harvesting System Integrated with a Rotational Vibration Absorber. *ISMA*, Leuven, 2014 page 14.

[PFA 09] PFABE M., WOERNLE C.
Reduction of Periodic Torsional Vibration Using Centrifugal Pendulum Vibration Absorbers : Reduction of Periodic Torsional Vibration Using Centrifugal Pendulum Vibration Absorbers. *PAMM*, vol. 9, n° 1, 2009, p. 285–286.

[PFL 13] PFLEGHAAR J., LOHMANN B.
The Electrical Dual Mass Flywheel -an Efficient Active Damping System. *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 46, n° 21, 2013, p. 483–488.

[PFL 14] PFLEGHAAR J.
Energieeffiziente aktive Dämpfung von Torsionsschwingungen im KFZ-Antriebsstrang. These de doctorat, TU Muenchen, 2014.

[PYR 10] PYRHÖNEN J., JOKINEN T., HRABOVCOVÁ V., NIEMELÄ H.
Design of Rotating Electrical Machines. Wiley, Chichester, reprinted édition, 2010.

[QIU 18] QIU D., SEGUY S., PAREDES M.
Tuned Nonlinear Energy Sink With Conical Spring : Design Theory and Sensitivity Analysis. *Journal of Mechanical Design*, vol. 140, n° 1, 2018, page 011404.

[RAJ 97] RAJENDRAN S., NARASIMHAN M. V.
Effect of Inertia Variation Due to Reciprocating Parts and Connecting Rod on Coupled Free Vibration of Crankshaft. *Journal of Engineering for Gas Turbines and Power*, vol. 119, n° 1, 1997, p. 257–263.

[RAM 12] RAMAKRISHNAN R., HIREMATH S. S., SINGAPERUMAL M.
Theoretical Investigations on the Effect of System Parameters in Series Hydraulic Hybrid System with Hydrostatic Regenerative Braking. *Journal of Mechanical Science and Technology*, vol. 26, n° 5, 2012, p. 1321–1331.

[REC 21] RECH O., DUTERNE H.
Approvisionnement pétrolier futur de l'Union Européenne - Etat des réserves et perspectives de production des principaux pays fournisseurs. rapport, mai 2021, The Shift Project.

[REI 98] REIK W., SEEBACHER R., KOOY A.
Dual Mass Flywheel. *6th LuK Symposium*, 1998.

[REM 98] REMOND D.
Practical Performances of High-Speed Measurement of Gear Transmission Error or Torsional Vibrations with Optical Encoders. *Measurement Science and Technology*, vol. 9, n° 3, 1998, p. 347–353.

[ROI 98] ROISSE H.
Contribution à La Modélisation Des Systèmes Électrotechniques Par La Méthode Des Réseaux de Perméances Couplés. Application Aux Machines Synchrones à Aimants Permanents. These de doctorat, Université de Lille, 1998.

[ROV 10] ROVERS J. M. M., JANSEN J. W., LOMONOVA E. A.
Analytical Calculation of the Force Between a Rectangular Coil and a Cuboidal Permanent Magnet. *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 46, n° 6, 2010, p. 1656–1659.

[SAL 36] SALOMON F.
« Vibration Dampener », n° US2029796, février 1936.

[SAR 38] SARAZIN R.
« Vibration Damping Device », n° US2137591, novembre 1938.

[SAS 16] SASAKI M., SUGIURA T.
Vibration Reduction of Rotor Supported by Superconducting Magnetic Bearing Utilizing Electromagnetic Shunt Damper. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 26, n° 3, 2016, p. 1–4.

[SCH 71] SCHEMMAN H.
Theoretische Und Experimentelle Untersuchungen Uber Das Dynamische Verhalten Eines Einphasen-Synchron-Motors Mit Dauermagnetischem Laufer. These de doctorat, Technische Hogeschool, Eindhoven, 1971.

[SCH 91] SCHUMACHER L.
« Controlable Inertia Flywheel », n° US4995282, février 1991.

[SCH 03] SCHAGERBERG S., MCKELVEY T.
Instantaneous Crankshaft Torque Measurements - Modeling and Validation. *SAE 2003 World Congress & Exhibition*, mars 2003, p. 2003-01-0713.

[SCH 09] SCHAPER U., SAWODNY O., MAHL T., BLESSING U.
Modeling and Torque Estimation of an Automotive Dual Mass Flywheel. *2009 American Control Conference*, St. Louis, MO, USA, 2009 IEEE, p. 1207–1212.

[SCH 14] SCHLOTE D., ATZRODT H., GEHB C. M., MATTHIAS M., MELZ T.
Active Torsional Vibration Reduction in Powertrains. *Actuator 2014*, Bremen, Germany, 2014 page 4.

[SEZ 21] SEZGEN H. Ç., TINKIR M.
Optimization of Torsional Vibration Damper of Cranktrain System Using a Hybrid Damping Approach. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 24, n° 4, 2021, p. 959–973.

[SHE 14] SHENG Q., YANG Y., LI Y., YUE Z., WANG Z., ZHU X., ZHOU X.
Application of Engine Intelligent Start Stop System in Technology of Vehicle Fuel Saving. *2014 Sixth International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Zhangjiajie, janvier 2014 IEEE.

[SHU 06] SHU G.-Q., LIANG X.-Y., WANG Y.-J.
Investigation on Coupled Torsional-Axial Vibration of Crankshaft Based on Rayleigh Differential Method. *SAE 2006 World Congress & Exhibition*, avril 2006, p. 2006-01-0880.

[SIH 06] SIHLER C.
A Novel Torsional Exciter for Modal Vibration Testing of Large Rotating Machinery. *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, n° 7, 2006, p. 1725–1740.

[SIL 18] SILVA C.
Modeling and optimization of power losses in poly-V belt transmissions : application

to the Front Engine Accessory Drive of trucks. These de doctorat, INSA Lyon, Lyon, France, 2018.

[SIL 19] SILVA C., MANIN L., RINALDI R., BESNIER E., REMOND D.
Dynamics of Torsional Vibration Damper (TVD) Pulley, Implementation of a Rubber Elastomeric Behavior, Simulations and Experiments. *Mechanism and Machine Theory*, vol. 142, 2019, page 103583.

[SPA 79] SPAETGENS T.
≪ Tuned Torsional Vibrations Damper ≫, n° US4160390, juillet 1979.

[STR 98] STRAHAN R. J.
Energy Conversion by Permanent Magnet Machines and Novel Development of the Single Phase Synchronous Permanent Magnet Motor. These de doctorat, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, 1998.

[SUR 15] SURYANARAYANA A.
Engine Dynamics and Torsion Vibration Reduction. 2015.

[SYE 09] SYED F., KUANG M., HAO YING
Active Damping Wheel-Torque Control System to Reduce Driveline Oscillations in a Power-Split Hybrid Electric Vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, n° 9, 2009, p. 4769–4785.

[Tra21] ≪ TransportPolicy.Net ≫, 2021.

[TRI 10] TRIMBLE A. Z., LANG J. H., PABON J., SLOCUM A.
A Device for Harvesting Energy From Rotational Vibrations. *Journal of Mechanical Design*, vol. 132, n° 9, 2010, page 091001.

[VAD 20] VADAMALU R. S., BEIDL C.
Adaptive Internal Model-Based Harmonic Control for Active Torsional Vibration Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, n° 4, 2020, p. 3024–3032.

[VEN 19] VENCZEL M., VERESS Á.
Introduction to Design and Analysis of Torsional Vibration Dampers in Vehicle Industry. *International Journal of Engineering and Management Sciences*, vol. 4, n° 1, 2019, page 15.

[VU 17] VU X.-T., NGUYEN D.-C., KHONG D.-D., TONG V.-C.
Closed-Form Solutions to the Optimization of Dynamic Vibration Absorber Attached to Multi-Degrees-of-Freedom Damped Linear Systems under Torsional Excitation Using the Fixed-Point Theory. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K : Journal of Multi-body Dynamics*, , 2017, page 146441931772521.

[VUJ 02] VUJIC N., LEO D. J., LINDNER D. K.
Power Flow Analysis for Amplifier Design and Energy Harvesting. AGNES G. S., Ed., *SPIE's 9th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials*, San Diego, CA, juin 2002 p. 109–120.

[WED 11] WEDIN A.
Reduction of Vibrations in Engines Using Centrifugal Pendulum Vibration Absorbers. M.Sc, Chalmers, 2011.

[WHE 82] WHEELER H.
Inductance Formulas for Circular and Square Coils. *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, n° 12, 1982, p. 1449–1450.

[WRA 20] WRAMNER L.
Dual-Mass Flywheels with Tuned Vibration Absorbers for Application in Heavy-Duty Truck Powertrains. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D : Journal of Automobile Engineering*, vol. 234, n° 10-11, 2020, p. 2500–2508.

[YE 05] YE S., WILLIAMS K. A.
MR Fluid Brake for Control of Torsional Vibration. *SAE 2005 World Congress & Exhibition*, Detroit, Michigan, avril 2005 p. 2005-01-1503.

[YE 06] YE S., WILLIAMS K. A.
Torsional Friction Damper Optimization. *Journal of Sound and Vibration*, vol. 294, n° 3, 2006, p. 529–546.

[ZAR 98] ZAREMBA A., BURKOV I., STUNTZ R.
Active Damping of Engine Speed Oscillations Based on Learning Control. *Proceedings of the 1998 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.98CH36207)*, Philadelphia, PA, USA, 1998 IEEE, p. 2143-2147 vol.4.

[ZHA 20] ZHANG X., LIU H., ZHAN Z., WU Y., ZHANG W., TAHA M., YAN P.
Modelling and Active Damping of Engine Torque Ripple in a Power-Split Hybrid Electric Vehicle. *Control Engineering Practice*, vol. 104, 2020, page 104634.

[ZHO 15] ZHONG Z., JIANG S., ZHANG G.
Magnetic Equivalent Circuit Model of Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Considering Magnetic Saturation. *EVS28*, KINTEX, Korea, 2015 page 10.

Annexe A

Construction d'une distribution d'aimants

La disposition des aimants et des bobines se décide en fonction de l'ordre et du nombre des harmoniques à corriger, soit dans la torsion de l'arbre, soit dans le couple de sortie, soit dans les deux. En effet, l'équation 3.26 rappelle que l'ordre de l'harmonique (lorsqu'il n'y en a qu'un) créé par le couple électromagnétique est le double de celui créé dans la tension. Lorsqu'il y a plusieurs harmoniques dans la dérivée spatiale du flux, les produits croisés avec le courant y font apparaître tous les harmoniques issus des sommes et des différences. Cette annexe propose trois exemples de construction de dérivée de flux magnétique, de façon à présenter la méthode à appliquer en fonction de la situation. Dans les trois cas, le rotor est envisagé comme présentant des pôles lisses.

Un seul harmonique dans la distribution

Le cas le plus simple se retrouve lorsque la distribution ne comporte qu'un seul harmonique : par exemple d'ordre 4. Cela signifie qu'une même interaction entre bobines et aimants doit se retrouver tous les quarts de tour. Commençons par ne considérer qu'une seule bobine : la position et la taille des aimants sera déterminée en fonction, de façon à créer une oscillation dont le fondamental est d'ordre 4, donc quatre alternances de pôles positifs et négatifs, chacun répartis sur un quart de tour. La dimension et la largeur des aimants peuvent ensuite être travaillées de façon à approcher au mieux un comportement sinusoïdal, par exemple en discrétisant chaque pôle en plusieurs paliers, sur lesquels la hauteur des aimants augmente progressivement jusqu'au centre du pôle, pour ensuite décroître à nouveau symétriquement. On notera une valeur positive de la force magnétomotrice créée lorsque un aimant orienté nord pointe vers le bobinage, et une valeur négative lorsque l'aimant est orienté côté sud.

Afin d'augmenter le couplage de flux, il est ensuite possible de jouer sur la disposition des bobines. Le sens de leur enroulement détermine leur polarité locale. A nombre de tours donné, le maximum est atteint lorsque chaque pôle "voit" en face de lui une bobine

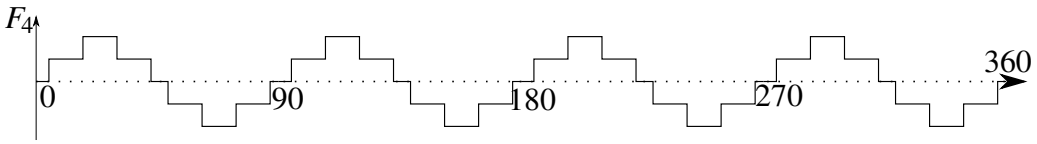


FIGURE A.1 – Exemple de distribution H4

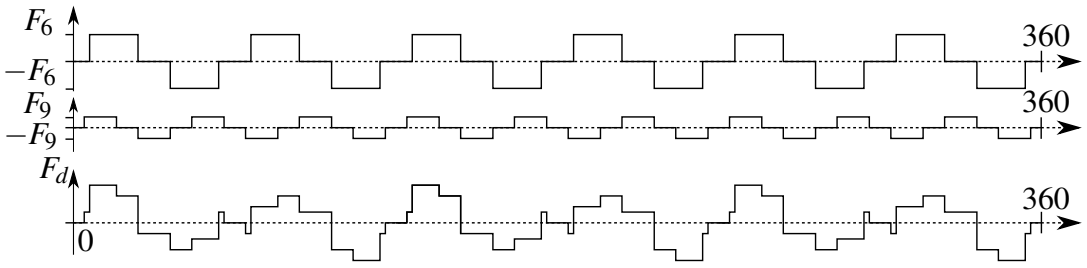
de même polarité, de façon à ce que le courant qui est créé dans le bobinage se cumule, toutes les bobines étant montées en série. On observe alors une alternance des polarités des bobines, ce qui permet de considérer aussi des paires de pôles, situés côte à côte, pour les bobines. Cette considération peut se faire quelle que soit la parité de l'harmonique à corriger.

Deux harmoniques dans la distribution

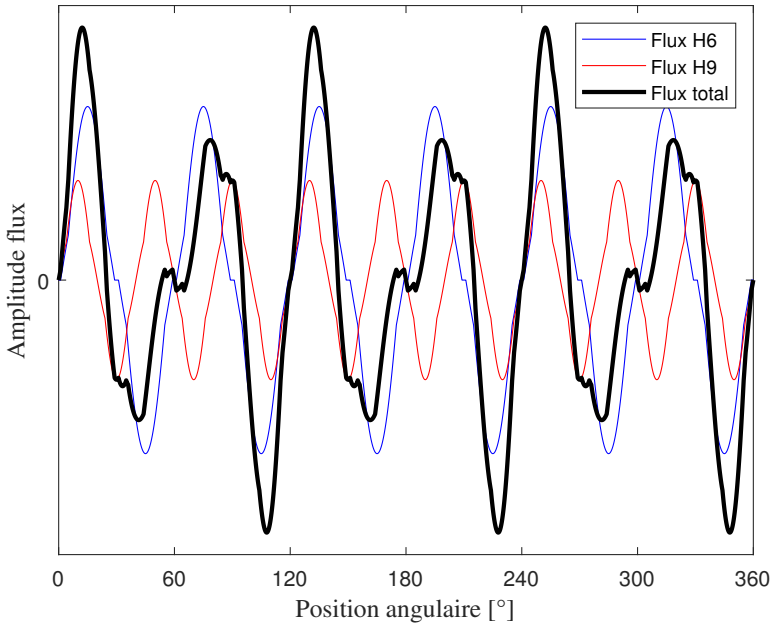
Dans cet exemple, on cherche à construire une fonction $\frac{d\Phi}{d\theta}$ qui comprenne deux harmoniques, d'ordre 6 et d'ordre 9. Pour chacun, une amplitude spécifique est recherchée, et il est nécessaire de se donner une phase relative entre les deux. L'amplitude est directement liée à la géométrie de l'aimant, et notamment son épaisseur, le générateur de force magnétomotrice équivalent du circuit magnétique en étant directement proportionnel. Commençons avec une seule bobine sur le rotor : la construction se fait donc directement avec la disposition d'aimants. Cette disposition étant cyclique, on se propose de créer un motif se répétant respectivement six fois (pour créer le H6) et neuf fois (pour le H9). Le décalage de ces deux motifs par rapport à une référence commune permet d'en déterminer la phase. Comme l'influence de chacun de ces motifs sur les bobines est linéaire, ils peuvent être sommés de façon à donner une nouvelle disposition.

Il est facile de constater que plus l'ordre des harmoniques à corriger est grand, et que plus il y en a à corriger, plus le nombre d'aimants à ajouter à la disposition sera élevé, et plus leur taille respective sera faible. Etant donné les variations très locales de la force magnétomotrice, une intégration des aimants dans des inserts semble être la meilleure façon de procéder afin de limiter les variations dans la taille de l'entrefer. En ce qui concerne la dérivée du flux, on voit apparaître les harmoniques impaires de chaque ordre considéré, principalement les 3^e et 5^e . Cet effet est le principal défaut du modèle simple adopté, du fait des discontinuités de pente qui apparaissent à la dérivation, surtout lorsque les aimants sont larges ou espacés. Ces harmoniques seront en réalité moins marqués, ce qui peut se vérifier avec une modélisation une fois le profil souhaité déterminé. Le profil de la dérivée du flux sera de plus lié à la largeur, et donc à l'ouverture angulaire, des bobines, qui déterminera les valeurs de a et b dans l'équation 3.19. Afin de minimiser l'apparition des harmoniques impaires, il est important de garder cette valeur supérieure ou égale à la largeur des aimants.

La différence par rapport à l'exemple précédent est la méthode de disposition des bobines. Ici, les deux ordres considérés ne sont pas multiples l'un de l'autre, ce qui fait



(a) Profil des aimants



(b) Profil du flux

FIGURE A.2 – Superposition de distribution d'aimants, en H6, H9 et résultante
L'ouverture angulaire de la bobine est ici de 20°

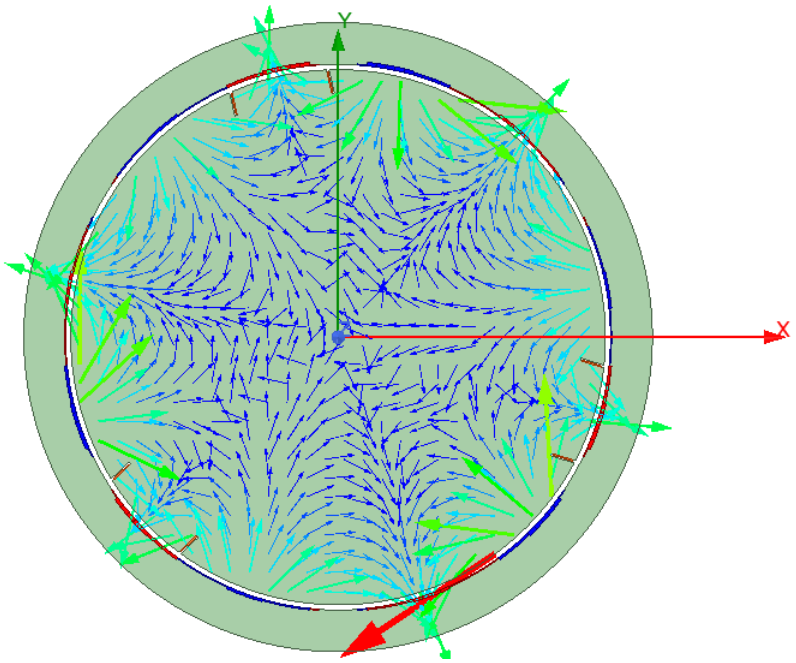


FIGURE A.3 – Circuit magnétique pour la distribution H6 et H9

que la disposition en paires des bobines n'est plus possibles, une alternance de polarités suivant l'un des harmoniques entraînerait une annulation de l'autre en sommant sur tout le circuit. Il est nécessaire de considérer la régularité du motif apparaissant sur un tour entier, ce qui est donné par le plus grand diviseur commun des ordres considérés. Pour les harmoniques d'ordre 6 et 9, ce diviseur est 3, ce qui est parfaitement visible à la fois dans la force magnétomotrice et dans la variation du flux magnétique. L'augmentation du couplage du flux peut s'effectuer en disposant 3 bobines de même polarité à 120° sur le rotor. La fermeture du circuit magnétique se fait alors en dehors du circuit de bobines.

Distribution d'aimants comme conséquence du bobinage

Il est aussi possible de commencer par la construction du bobinage, pour ensuite déterminer celle des aimants. Les exemples précédents montrent que les deux ne sont quoiqu'il en soit pas indépendants, et qu'en fonction de la fonction $\frac{d\Phi}{d\theta}$ visée, tout ne sera pas possible. C'est typiquement le cas avec deux harmoniques d'ordres non multiples, dans laquelle une distribution "régulière" alternant le sens d'enroulement des fils de la bobine n'est pas possible. Dans ce cas, comme précédemment, la première chose à faire est de considérer le plus grand diviseur commun des ordres considérés, qui déterminera le nombre de bobines qu'il est possible d'installer. Elles auront alors toutes le même sens d'enroulement. Cette valeur détermine le nombre de "secteurs" en lesquels la couronne d'aimants sera divisée, chacun présentant le même motif régulier. Dans le cas où tous les harmoniques sont des multiples d'un même fondamental, c'est l'ordre de ce dernier qui détermine le nombre de paires de bobines maximal ainsi que la sectorisation du rotor. Il

est tout à fait possible d'installer moins de bobines que ce nombre, à condition toutefois que leur position respecte celle qu'elle aurait été en divisant de manière régulière le rotor. Il en est de même dans le cas où un seul harmonique est présent. On peut déjà remarquer que ces deux derniers cas, du fait de la possibilité d'une alternance du sens d'enroulement du bobinage, permet de doubler le couplage de flux par rapport à la première situation, toutes choses égales par ailleurs.

Pour construire le motif des aimants, la méthode reste la même que dans les cas précédents et identique pour les trois cas. Elle se fait en additionnant celui qu'il aurait été harmonique par harmonique, de manière régulière sur l'ensemble du tour, en déphasant de la valeur souhaitée.

Annexe B

Génération d'acyclisme par dispositif mécanique

Excitation par jet d'air

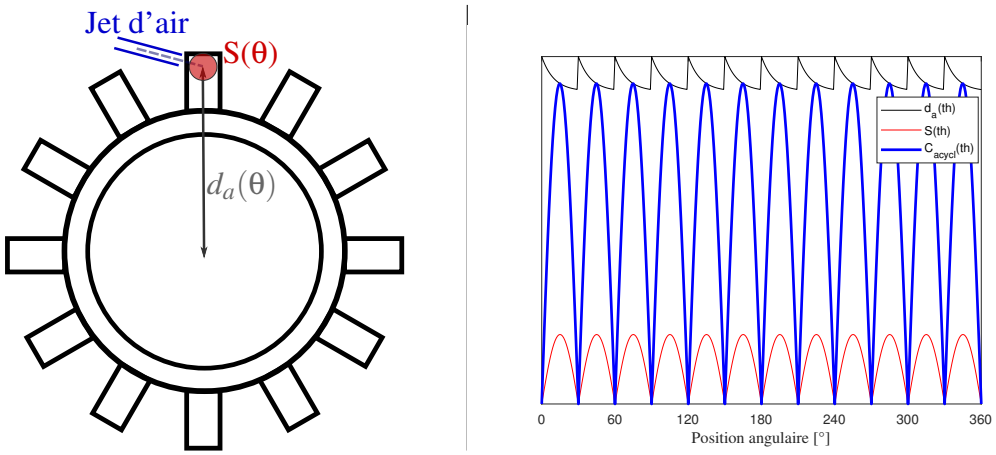


FIGURE B.1 – Dispositif d'excitation acyclique par jet d'air et couple résultant
L'exemple est pris ici avec $n_{ailettes} = 12$.

Ce dispositif s'inspire de la réalisation de Brown au Lewis Research Center ([BRO 84]). Un jet d'air, supposé laminaire, est propulsé en suivant un tuyau sur une ailette montée sur le rotor à exciter. C'est ici le nombre $n_{ailettes}$ de ces ailettes qui détermine l'ordre d'excitation. Pour le varier, le montage peut s'envisager comme une bague munie d'ailettes fixée sur le rotor, changeable en fonction de l'expérience souhaitée.
Le couple qui résulte de cette construction se calcule comme la force exercée sur l'ailette, décomposée comme la pression (supposée constante) multipliée par la surface (qui varie en fonction de l'angle formé entre le jet d'air et la direction de l'ailette), elle-même multipliée par la distance entre le point d'application du jet d'air au centre de rotation (qui varie avec la forme de l'ailette et $n_{ailettes}$).

$$C_a(\theta_1) = p.S(\theta_1).d_a(\theta_1) \tag{B.1}$$

La figure B.1 schématise un tel montage et représente le couple créé pour un cas particulier, avec des ailettes droites. Le jet d'air crée en effet une impulsion sur l'ailette, ce qui avait déjà été noté par Brown. En conséquence, la moyenne du couple exercé n'est pas nulle, et la réalisation d'une forme plus ou moins sinusoïdale ne peut se faire qu'en jouant avec la forme des ailettes.

Système bielle-manivelle

Ce système est potentiellement le plus proche d'un acyclisme naturel, puisqu'il s'inspire du principe de fonctionnement même du vilebrequin. Seul le couple d'origine inertielle est cependant accessible ici, le couple issu des gaz ne peut être recréé. Le nombre de bielles-manivelles peut se multiplier pour changer le profil de couple ainsi que son amplitude, et comme indiqué par l'équation 3.5, le couple (approximé) produit par chacun est :

$$C_{i,j}(\alpha) \simeq m_{alt}.R^2.\dot{\alpha}^2.\left(\frac{sin(\alpha)}{4.\lambda} - \frac{sin(2\alpha)}{2} - \frac{3.cos(3\alpha)}{4.\lambda}\right) \tag{B.2}$$

Le couple moyen est alors entièrement fourni par le moteur électrique d'entraînement, le

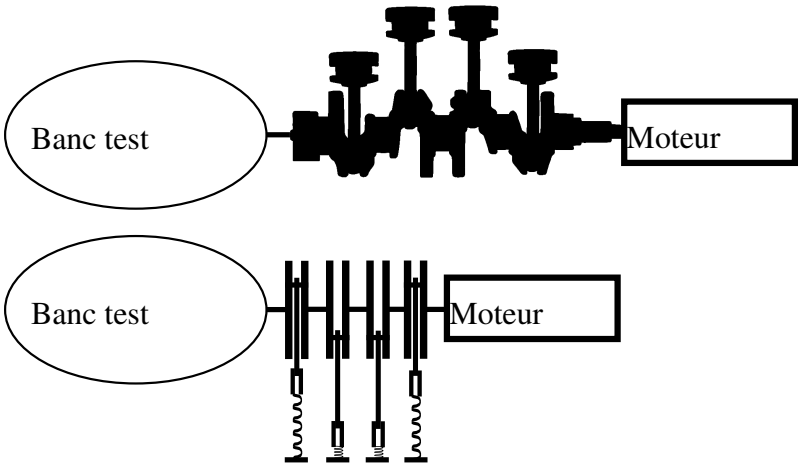


FIGURE B.2 – Deux montages possibles d'un système bielle-manivelle

système bielle manivelle joue entièrement un rôle de perturbation. Technologiquement, ce système mécanique peut être recréé en utilisant directement un vilebrequin, de manière passive, sans allumage des cylindres, mais aussi en créant de toutes pièces un système bielle-manivelle plus léger et compact, étant donné que les efforts à soutenir sont bien inférieurs en l'absence d'allumage des gaz. La figure B.2 représente ces deux possibilités. Dans ce dernier cas, le renvoi et le guidage de la masse alternative, qui peut alors être choisie pour suivre le profil de couple souhaité, peut se faire par une douille à bille ou par un ressort de compression. Il est cependant notable que suivant la vitesse de rotation, l'amplitude diffère. Pour comparer plusieurs vitesses avec une amplitude de couple acyclique constante, il faut soit changer la masse utilisée (avec une variation inversement

quadratique par rapport à la vitesse), soit jouer avec le rayon d'excentration (ce qui est potentiellement plus compliqué).

Système linguet et came

Une autre forme d'acyclisme connu dans les moteurs thermiques est celui affectant l'arbre à cames (responsable de l'ouverture des soupapes), sous l'action des ressorts de retour, notamment dans les linguets. En effet, et comme on peut le remarquer sur la figure B.3, la force de retour exercée par le ressort ne passe pas par l'axe de révolution de l'arbre. Elle crée donc un moment autour de cet axe de révolution, qui dépend de la compression du ressort (donc de sa raideur) et de la géométrie du linguet. Le couple acyclique sur l'arbre est donc :

$$C_a(\theta_1) = d_c.F_{res}(\theta_1) \tag{B.3}$$

Il est à noter que le brevet expliqué dans [LED 09] propose justement un générateur

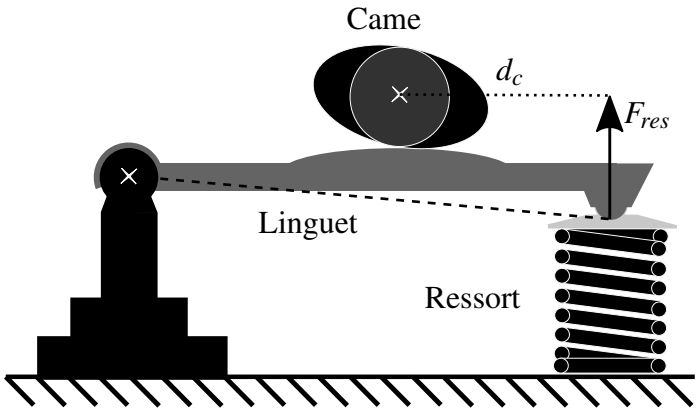


FIGURE B.3 – Principe de l'acyclisme généré par un linguet et une came

d'acyclisme basé sur ce principe, mais l'illustre avec un suiveur de came positionné de telle manière que la force de rappel du ressort soit centrale. Dans ce cas comme dans le notre, le profil d'acyclisme est généré par la coupe de la came, et les harmoniques à introduire correspondent au nombre de lobes qui apparaîtront sur la came. Dans l'exemple de la figure B.3, il s'agit d'un H_2. Il est aussi possible de cumuler les effets de plusieurs cames et plusieurs linguets sur le même arbre, par exemple avec des cames présentant un nombre différent de lobes, et avec un déphasage entre eux maîtrisé.
Un tel dispositif reste plus compact que la proposition précédente de système bielle-manivelle, mais moins qu'un unique moteur électrique. Il offre aussi l'avantage de pouvoir choisir a priori le profil d'acyclisme souhaité et de modifier aisément son amplitude (en changeant le ressort ou le bras de levier), mais l'usinage d'un arbre à came aussi spécifique nécessite une grande précision.

Poulies et engrenages non circulaires

Le cas des poulies (ou engrenages) non circulaires est intéressant ici, car il permet de "casser" l'arbre et donc de limiter l'encombrement en longueur, en répartissant sur la largeur les composants du banc test. L'une des poulies (ou engrenages) est liée au moteur d'entraînement, tandis que l'autre est solidaire du banc test. L'excitation est imposée sur le premier élément, qui à son tour exerce un couple sur la poulie solidaire de l'arbre. La distance entre les centres est constante, mais le rayon n'est pas constant, et déterminé de façon à créer le profil d'acyclisme souhaité. En effet, à supposer que la puissance mécanique se conserve dans la transmission, et en faisant l'hypothèse que le couple moteur est constant, on a l'égalité :

$$C_a = C_m . \frac{\dot{\theta}_m}{\dot{\theta}_1} \tag{B.4}$$

Or, le rapport des rayons des poulies/roues dentées reste égal à l'inverse du rapport de leurs vitesses instantanée (cf [OTT 08]). L'égalité devient donc :

$$C_a = C_m . \frac{R_1}{R_m} \tag{B.5}$$

Il est donc possible de varier la forme des roues, le nombre de leurs lobes, de façon à proposer divers profils d'acyclisme, modifiables relativement facilement puisqu'il suffit alors de changer les roues. La détermination du profil des dents dans le cas des engrenages peut se faire de différentes manières (voir par exemple [CHA 96]), tandis que le comportement de la courroie a aussi son importance ([PAS 19]). Ces éléments ne seront cependant pas développés ici.

Joint de cardan

Le joint de cardan est un des dispositifs mécaniques les plus utilisés pour recréer de l'acyclisme sur un banc d'essai, en raison de sa facilité d'emploi et de son coût faible, là où l'ordre de l'acyclisme n'est pas déterminant (il ne peut en effet être que d'ordre fondamental 2). L'amplitude et la forme du couple créé sont dépendants de l'angle β entre les deux arbres. On a en effet la loi d'entrée-sortie, en considérant des arbres infiniment rigides :

$$tan(\theta_1) = cos(\beta) . tan(\theta_m) \tag{B.6}$$

avec θ_1 la position angulaire du volant avant et θ_m celle du moteur. En dérivant, on trouve l'expression usuellement utilisée pour créer un acyclisme en vitesse :

$$\dot{\theta}_1 = \frac{(1 + tan(\theta_m)^2) . cos(\beta)}{1 + tan(\theta_1)^2} . \dot{\theta}_m \tag{B.7}$$

En supposant que la transmission du cardan soit parfaite, la puissance mécanique se conserve. On a alors pour le couple, comme précédemment :

$$C_a = C_m . \frac{\dot{\theta}_m}{\dot{\theta}_1} = C_m . \frac{1 + tan(\theta_1)^2}{(1 + tan(\theta_m)^2) . cos(\beta)} \tag{B.8}$$

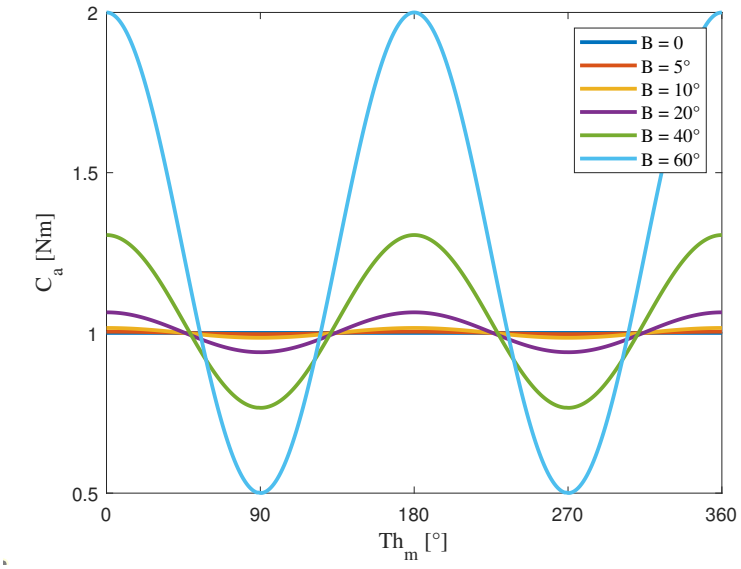


FIGURE B.4 – Amplitude de couple acyclique avec joint de cardan

Dans l'expression ci-dessus, le couple du moteur C_m peut être considéré comme constant, de même que sa vitesse instantanée de rotation. La figure B.4 donne l'allure de ce couple pour plusieurs valeurs de l'angle β. On remarque notamment que si l'ordre est assez nettement marqué, l'amplitude de l'oscillation reste modeste, tandis que la valeur moyenne du couple augmente.

Annexe C

Code Simulink pour le contrôle actif des vibrations sur le banc d'essais

Cette annexe propose de parcourir le code Simulink utilisé dans le pilotage actif, du fait de ses différences avec celui utilisé pour le test de l'amortisseur hybride. En effet dans ce dernier cas, l'alimentation en énergie reste interne au système, alors que dans le cas actif, l'alimentation est faite à partir d'un générateur de courant MicroMega (abrégé en "mM" dans le code). De plus, ce code doit se baser sur un retour en torsion, différent du seul retour en position angulaire utilisé précédemment. Il est alors possible de se baser soit sur l'information donnée par les jauges d'extensométrie, soit par celle donnée en différenciant la position angulaire fournie par les codeurs. A l'utilisation, il a été vu que le contrôle par codeurs est plus précis, cependant la plage de vitesses moyennes de rotation utilisable sans créer d'overrun dans le pilotage est assez faible (même en diminuant la fréquence d'échantillonnage, il est difficile de passer les 300 rpm avec l'installation choisie), et les graphes donnés au chapitre 6 sont construits par cette méthode.

Les deux méthodes sont globalement assez semblables, sauf au niveau de la préparation du signal. Dans le cas des codeurs, les cinq derniers points de chaque codeur sont gardés en mémoire de façon à prédire la position angulaire au pas de temps considéré. Les deux valeurs sont ensuite soustraites, donnant le signal de torsion (en rad), ensuite ramené entre 0 et 2π (le signal aurait autrement tendance à être discontinu). Pour les jauges, la mesure directe est utilisée, en cadençant le pas de temps (du fait des différentes horloges asynchrones utilisées dans le code complet).
L'un ou l'autre des signaux est ensuite filtré : tout d'abord par un passe-haut pour supprimer la composante continue, puis par un coupe-bande centré sur le H_1 (cet harmonique étant parasitaire dans le banc test). Dans le cas des jauges, les hautes fréquences (bruit) sont ensuite elles aussi coupées. Le signal résultant, correspondant à la torsion de l'arbre, est ensuite transformé par la loi de contrôle souhaitée, en tenant compte du fait que les lois utilisées sont applicables à la *vitesse* de torsion. On peut en tenir compte directement dans l'expression de la loi, soit rajouter une dérivation. Dans tous les cas, du fait des horloges asynchrones, occasionnant une "discrétisation" du temps, c'est une transformée

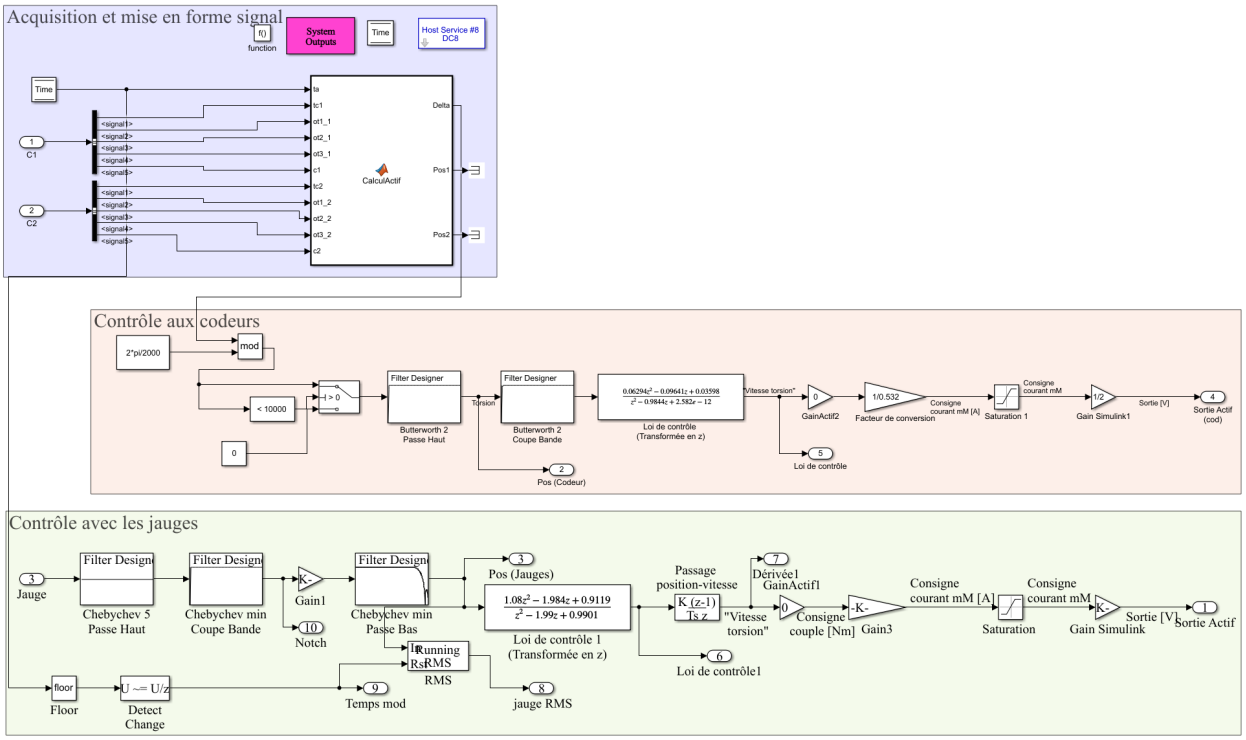


FIGURE C.1 – Code utilisé pour le contrôle actif présenté au chapitre 6

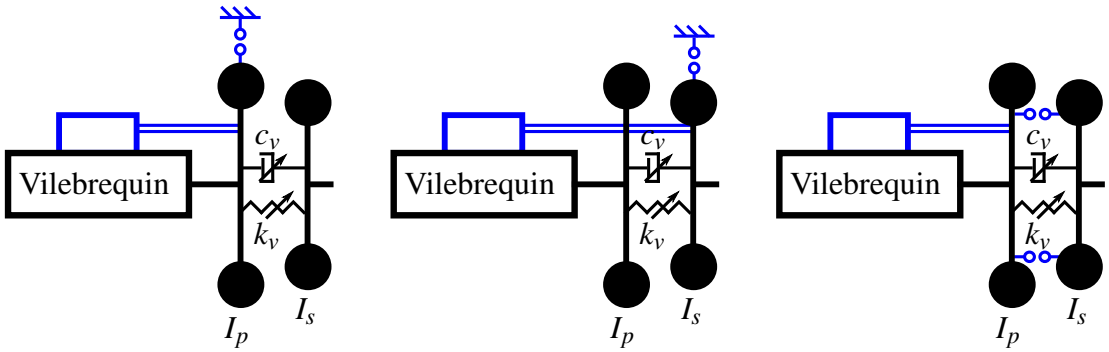
en z qui est utilisée. On obtient alors la consigne de couple souhaitée, transformée en courant par proportionnalité, et appliquée aux étouffeurs. On remarque cependant la présence d'un seuil, nécessaire afin de ne pas surcharger le générateur de courant.

Annexe D

Montage avec volant d'inertie bi-masse

Il est aussi envisageable de monter un tel système hybride en coopération avec d'autres éléments déjà existant, comme par exemple les volants d'inertie bi-masse, déjà très employés. Trois configurations sont possibles pour le montage de la machine synchrone à aimants : sur le volant primaire, auquel cas on retombe sur le cas étudié précédemment avec adjonction d'un volant supplémentaire avant l'embrayage ; sur le volant secondaire, qui présente une vitesse de rotation bien plus stable et limite donc la présence d'harmoniques surnuméraires dans le courant ; et enfin entre les deux volants. Cette dernière configuration est ainsi semblable au eDMF étudié par Pfleghaar ([PFL 14]), et la vitesse absolue de rotation est perdue. Une représentation de ces trois montages est visible sur la figure D.1.

Dans cette section, une étude numérique rapide sera menée dans chacun des trois cas et comparée, à paramètres égaux, au résultat de référence du chapitre 3. Les avantages et limites de chaque configuration seront aussi présentés. Cette étude nécessite cependant une modélisation du volant bi-masse. La raideur de ce dernier étant deux ordres de grandeur plus faible que les autres selon la littérature, pour conserver la fréquence du premier mode et donc l'accordage du système, l'inertie du volant simple utilisé jus-



(a) Montage sur volant primaire

(b) Montage sur volant secondaire

(c) Montage entre les deux volants

FIGURE D.1 – Différentes configurations pour hybrider le volant bi-masse

qu'ici sera conservée pour servir de volant primaire dans cette nouvelle configuration. La détermination des autres paramètres du modèle de volant bi-masse se fait en reprenant directement les résultats de [CHE 12], étant donné la proximité des inerties du volant primaire. On a donc :

— $I_p = I_8 = 1.6167\ kg.m^2$
— $I_s = 0.612.I_8 = 0.9894\ kg.m^2$
— $k_v = 7894\ N.m/rad$
— $c_v = 0.03\ N.m.s/rad$

A noter que la raideur est ici constante, car basée sur des ressorts arqués. L'ordre de grandeur est cependant le même que pour les raideurs linéaires par morceaux que l'on retrouve pour les volant bi-masses équipés de ressorts droits (en comparant à [WRA 20] par exemple).

Le système d'équations obtenu sera le même que le système 3.28 pour les sept premières équations. Il diffère cependant pour les suivantes, avec respectivement :

Montage au volant primaire

$$\begin{cases} I_p\ddot{\theta}_p + c_7.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_7) + k_7.(\theta_p - \theta_7) + c_v.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_s) + k_v.(\theta_p - \theta_s) + \frac{\partial\Phi}{\partial\theta_p}.i = -\frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial\theta_p} \\ I_s\ddot{\theta}_s + c_v.(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_p) + k_v.(\theta_s - \theta_p) = -C_r \end{cases} \tag{D.1}$$

Montage au volant secondaire

$$\begin{cases} I_p\ddot{\theta}_p + c_7.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_7) + k_7.(\theta_p - \theta_7) + c_v.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_s) + k_v.(\theta_p - \theta_s) = 0 \\ I_s\ddot{\theta}_s + c_v.(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_p) + k_v.(\theta_s - \theta_p) + \frac{\partial\Phi}{\partial\theta_p}.i = -C_r - \frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial\theta_p} \end{cases} \tag{D.2}$$

Montage entre les volants

$$\begin{cases} I_p\ddot{\theta}_p + c_7.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_7) + k_7.(\theta_p - \theta_7) + c_v.(\dot{\theta}_p - \dot{\theta}_s) + k_v.(\theta_p - \theta_s) + \frac{\partial\Phi}{\partial\theta}.i = -\frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial\theta} \\ I_s\ddot{\theta}_s + c_v.(\dot{\theta}_s - \dot{\theta}_p) + k_v.(\theta_s - \theta_p) - \frac{\partial\Phi}{\partial\theta}.i = -C_r + \frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial\theta} \end{cases} \tag{D.3}$$

Le système D.3 montre la très grande différence de la troisième configuration : la rotation absolue est perdue, et la construction du set de bobines et d'aimants doit s'envisager en tenant compte de l'absence de régularité cyclique : la variable θ désigne alors ici l'angle relatif entre les deux volants d'inertie. En effet, suivant le niveau de rotation, rien ne garantit, une fois l'architecture fixée, que le mouvement d'une bobine devant un aimant parcours un cycle entier. Au premier ordre, on sait cependant que l'oscillation entre les deux volants se fait de manière cyclique, dont l'ordre est égal au fondamental de l'acyclisme en vitesse (donc H_3 pour un 6-cylindres). Cette approximation est particulièrement valable du fait de la large domination dans l'acyclisme de ce fondamental, et du fait du

caractère passe-bas du volant bi-masse. S'il est envisageable de créer un fondamental de cet ordre dans le circuit électrique, le faire pour des harmoniques supérieurs nécessiterait davantage de recherche, de même que pour l'étude du coefficient de couplage. Aussi, nous laisserons ici cette configuration pour nous intéresser aux deux premières.

Comparaison des deux premières configurations

Dans ce paragraphe, la comparaison portera sur deux critères. Dans un premier temps, c'est l'amplitude d'oscillation sur le **dernier degré de liberté** qui sera regardée, en prenant une nouvelle fois l'harmonique d'ordre 6 comme référence, afin de pouvoir conserver la configuration précédente et donc de permettre une comparaison avec les résultats de l'analyse paramétrique. Dans un second temps, c'est le spectre du courant pour plusieurs vitesses de rotation qui sera mis en avant, afin de vérifier l'effet de filtre apporté par le volant bi-masse.

Il ressort, dans un premier temps et pour laisser ce point de côté pour la suite, que ce montage n'a que très peu d'influence sur la torsion du vilebrequin. Les quelques différences relevées ne concernent que les hautes vitesses et sont dues à la discrétisation dans la recherche de l'angle optimal (auquel on se place pour faire les mesures suivantes) : cela permet au passage de constater que le changement de système a une influence sur cet angle, qui se retrouve modifié de l'ordre de 10° à 20° dans les conditions modélisées.

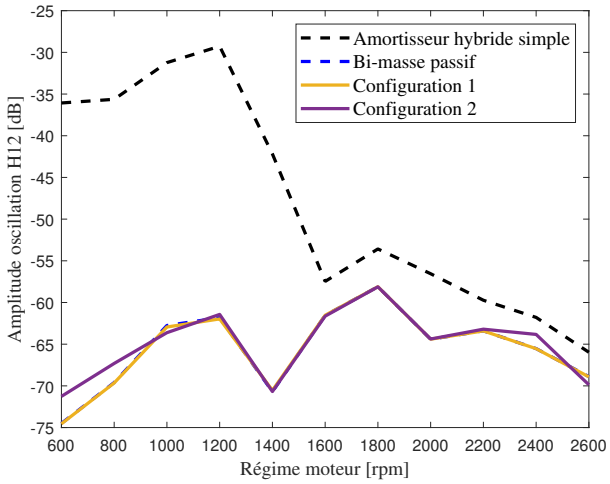


FIGURE D.2 – Effet de la configuration sur l'amplitude de l'oscillation H_{12} sur la vitesse en sortie de vilebrequin

Dans ce graphe, la variation de l'excitation n'est pas prise en compte, seule la "sortie", l'amplitude d'oscillation, est affichée.

Par rapport à un volant simple, le volant bi-masse a une influence majeure sur l'amplitude des harmoniques en sortie d'arbre, comme le montre la figure D.2 à propos de l'harmonique d'ordre 12 (mais ce constat vaut aussi pour les autres). Cet harmonique

est le seul a être modifié en fonction de la configuration 1 (montage au volant primaire) ou 2 (montage au volant secondaire), la variation pour les autres étant d'environ 0.1dB et donc considérée comme minime. En effet, le couple électrodynamique (qui double l'ordre de l'harmonique corrigé) s'effectue alors sur le dernier degré de liberté et n'est donc plus filtré par le volant bi-masse. Il a été remarqué que la valeur de l'amortissement du volant bi-masse joue un rôle très important dans la détermination de la modification sur cet harmonique, qui se retrouve davantage amplifié en configuration 2 quand la valeur d'amortissement augmente.

En ce qui concerne la richesse du spectre du courant, il apparaît que la conjecture formulée plus haut ne se vérifie pas, au contraire. Dans le cas d'un montage au volant primaire, les harmoniques du courant conservent globalement leur amplitude par rapport au cas de référence. En revanche, dans le cas d'un montage au volant secondaire, les harmoniques d'ordre 3 et 9 sont globalement amplifiés par rapport aux autres configurations (voir graphes de la figure D.3). Ce résultat est de moins en moins marqué à mesure que l'ordre de l'harmonique est important, et ne semble pas être lié aux variations de l'angle optimal. De même, il n'apparaît pas de corrélation claire avec les variations sur l'harmonique 12 dans la figure D.2 : un changement de l'amortissement du volant ne modifie en effet pas les variations sur le courant. En ce qui concerne le H_6, les petites variations d'angle optimal et la discrétisation font varier les valeurs de manière assez importante, empêchant de conclure sur l'effet, mais les tendances sont conservées.

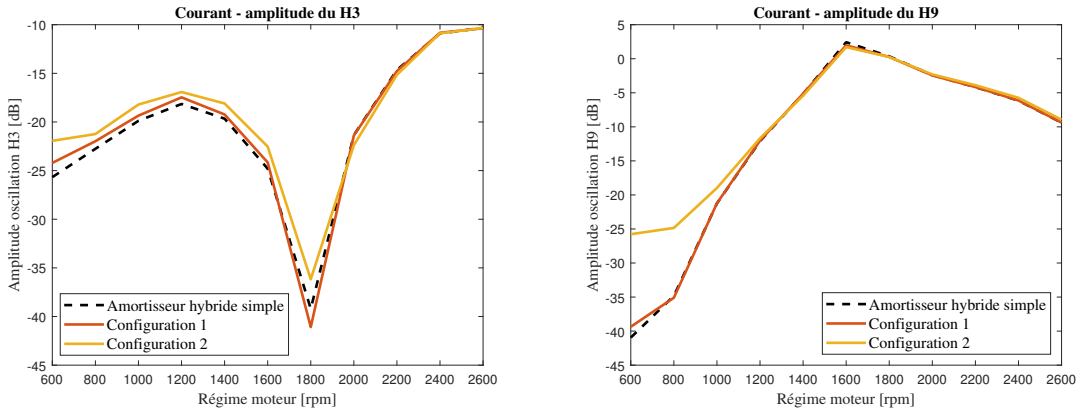


FIGURE D.3 – Effet de la configuration sur l'amplitude de l'oscillation H_{12} sur la vitesse en sortie de vilebrequin

Pour conclure cette annexe, il apparaît que l'hybridation de l'amortisseur proposé avec un volant bi-masse améliore largement les performances de celui-ci pour lutter contre l'acyclisme, dans le cadre d'une correction mono-harmonique. En revanche, la position de la MSAP sur tel ou tel volant n'a pas un impact majeur, le choix pouvant être alors fait suivant la situation.

Annexe E

Considérations multi-harmoniques

Une dernière ouverture qui sera faite dans ce manuscrit est l'étude du comportement de l'amortisseur lorsqu'il y a plusieurs harmoniques à corriger simultanément. Nous avons en effet déjà vu au chapitre 3 qu'il était possible de construire une distribution d'aimants présentant plusieurs harmoniques principaux (la méthode de réalisation étant abordée en annexe A). Par rapport à l'analyse précédente, il sera donc noté $T_{a,n}$ l'amplitude de l'harmonique d'ordre n et p_n sa phase. La fonction décrivant la transduction s'écrit donc :

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \theta}(\theta) = \sum_{n=1}^{N} \left(T_{a,n}.sin(n\theta + p_n)\right) \tag{E.1}$$

Si l'excitation C_a est multi-harmonique, il est possible de postuler que dans toutes les grandeurs mécaniques en jeu, le même contenu spectral se retrouve aussi, mais de phase et d'amplitude modulés par l'effet de filtre du système mécanique. Chaque grandeur mécanique ou combinaison linéaire de grandeurs mécaniques X peut donc s'écrire d'une manière similaire :

$$X(\theta_j) = \sum_{n=1}^{N} \left(X_n(\theta_j).sin(n\theta_j + \phi_{X,n}(\theta_j))\right) \tag{E.2}$$

Les amplitudes et phases dépendent cependant eux aussi a priori de la position angulaire, étant donné le couplage du système. Restons ici dans l'hypothèse d'un circuit RL série : le courant est donc la conséquence de la tension résultant de la dynamique des deux transducteurs.

$$\begin{aligned} &L_c.\frac{di}{d\theta}.\left(\omega_m + \sum_{n=1}^{N}\left(\dot{\theta}_n(\theta).sin(n\theta + \phi_{\dot{\theta},n}(\theta))\right)\right) + R_c.i = \\ &\sum_{n=1}^{N}\left(T_{a,n}.sin(n\theta + p_n)\right).\left(\omega_m + \sum_{n=1}^{N}\left(\dot{\theta}_n(\theta).sin(n\theta + \phi_{\dot{\theta},n}(\theta))\right)\right) + \\ &T_{TMD}.\sum_{n=1}^{N}\left(\dot{X}_{TMD,n}(\theta).sin(n\theta + \phi_{\dot{X}_{TMD,n}}(\theta))\right) \end{aligned} \tag{E.3}$$

La présence du produit de deux fonctions sommes de n harmoniques, que sont la vitesse instantanée $\dot{\theta}$ et la fonction de couplage $\frac{\partial \Phi}{\partial \theta}$ fait que le courant peut quand à lui s'écrire sous la forme d'une somme de $2n$ harmoniques, de moyenne nulle :

$$i(\theta_j) = \sum_{n=1}^{2N} \left(i_n(\theta_j).sin(n\theta_j + \phi_{i,n}(\theta_j)) \right) \tag{E.4}$$

Toujours du fait de ce produit de fonctions, tous les coefficients i_n et toutes les phases $\phi_{i,n}$ dépendent des conditions dynamiques de la rotation. Cependant, une analyse sur les ordres de grandeur rappelle que les termes issus de $\omega_m.\frac{\partial \Phi}{\partial \theta}$ sont majoritaires dans la réponse (par rapport aux termes croisés), puisque la vitesse moyenne de rotation est bien supérieure (de un à deux ordres de grandeurs) à celle de l'amplitude d'oscillation. Autour de la fréquence de résonance, les termes issus de $T_{TMD}.\sum_{n=1}^{N} \left(\dot{X}_{TMD,n}(\theta).sin(n\theta + \phi_{\dot{X}_{TMD,n}}(\theta)) \right)$ auront eux aussi une forte prépondérance.

Cependant, la définition elle-même du nombre N d'harmoniques n'est pas aisée. Il a déjà été vu dans l'équation 6.11 que le courant pouvait compter $2N$ harmoniques, ce qui en rajoute mécaniquement dans la réponse du système, et ainsi de suite. Même en négligeant les termes croisés dans le courant et en gardant à l'esprit que les N premiers auront une amplitude bien supérieure aux N suivants, le couple électrodynamique remultiplie tous ces harmoniques par ceux de la fonction de transduction. En effet, et en appliquant les résultats précédents :

$$\begin{aligned} C_{EM} &= \frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial \theta_p} + \frac{\partial \Phi}{\partial \theta}.i \\ &= \frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial \theta_p} + \sum_{n=1}^{2N} \left(i_n(\theta_j).sin(n\theta_j + \phi_{i,n}(\theta_j)) \right) . \sum_{n=1}^{N} \left(T_{a,n}.sin(n\theta + p_n) \right) \\ &= \frac{\partial W^0_{c,mag}}{\partial \theta_p} + \sum_{n=1}^{3N} \left(C_{ed,n}(\theta_j).sin(n\theta_j + \phi_{C_{ed},n}(\theta_j)) \right) \end{aligned} \tag{E.5}$$

Par rapport au nombre arbitraire d'harmoniques que l'on souhaite corriger, défini par ceux présent dans l'excitation "naturelle" du vilebrequin, on constate que celui-ci est, du fait du système, excité par potentiellement trois fois plus d'harmoniques une fois équipé de l'amortisseur hybride. Ceux-ci étant de fréquence élevée mais de faible énergie, ils ne joueront toutefois pas un rôle prépondérant dans l'acyclisme et la torsion de vilebrequin, même en excitant des modes supérieurs (leurs résonances étant, d'après la figure 3.4, de toute façon assez peu marquées). En revanche, cela permet que les N premiers harmoniques soient bien présents dans la défintion de C_{EM}.

Pilotabilité du couple électrodynamique

L'analyse complète de cette possibilité recouvrirait bien plus qu'une annexe, et la présente étude ne saurait la traiter entièrement. Cependant, quelques pistes et

considérations permettront de fournir un point de départ à une future étude sur le sujet.

Globalement, avec plusieurs harmoniques, il y a trois objectifs distincts à poursuivre :

- chaque harmonique du courant créé dans le circuit doit pouvoir se placer en opposition de phase de l'harmonique correspondant dans le couple acyclique qui excite le vilebrequin (objectif de réduction des vibrations de torsion)
- chaque harmonique du couple électrodynamique doit pouvoir se placer en opposition de phase de l'harmonique correspondant dans l'oscillation de vitesse (objectif de réduction de l'acyclisme)
- les phases des différents harmoniques doivent pouvoir se combiner de façon à ce que la résultante de couple constant, qui s'ajoute au couple résistant et constitue donc une perte, soit minimal, voir nul (objectif d'efficacité énergétique de l'amortisseur)

Les deux derniers objectifs constituent une nouveauté par rapport à l'analyse mono-harmonique, dans laquelle le couple constant ne peut pas s'annuler et où le fondamental du couple électrodynamique est d'harmonique double par rapport à celui de l'oscillation de la vitesse. En revanche, ces objectifs risquent fort d'être en contradiction les uns avec les autres, d'où la nécessité de pouvoir obtenir des équations précises pour chaque paramètre dans le cas de la recombination multi-harmonique. Suivant la situation, une priorisation devra pouvoir se faire entre ces objectifs, la torsion ou l'acyclisme n'ayant par exemple pas le même impact à basse ou haute vitesse, ou lorsqu'un harmonique important est proche ou non d'une des fréquences critiques du vilebrequin.
C'est ici que la notion de pilotage entre en jeu : une partie de cette optimisation peut être déterminée par le montage, comme dans le cas mono-harmonique, tandis qu'une autre pourra l'être par l'architecture du circuit (RLC parallèle, voire possédant des éléments actifs), potentiellement lié à un microcontrôleur embarqué de façon à la modifier suivant la situation.

La question de la phase relative entre les harmoniques est aussi importante. Dans un montage de volant d'inertie comme celui utilisé dans le cas mono-harmonique, la distribution (fixe) d'aimants impose une phase au courant circulant dans la distribution (fixe) de bobines embarquées. En fixant les éléments, un déphasage relatif entre harmoniques est donc impossible. Pour lever cette limite, plusieurs solutions technologiques sont envisageables :

- monter des distributions d'aimants mono-harmoniques sur des couronnes séparées pouvant tourner entre elles. Cette solution est cependant complexe.
- utiliser plusieurs voies d'enroulement dans les bobines, équipées de filtres pour cibler des gammes d'harmoniques spécifiques.
- abandonner les aimants permanents et utiliser un bobinage d'induction, dans lequel le courant est construit de façon à répondre au besoin par un contrôleur (fixe par rapport au véhicule).

Cette dernière possibilité est celle offrant le plus de latitude et de simplicité. Il serait cependant nécessaire de poursuivre l'étude de façon à comprendre l'effet de la réaction

d'induit et la possibilité d'alimentation par la batterie, de façon à fournir la puissance nécessaire sans empêcher l'utilisation d'autres équipements, et en considérant les possibilités de régénération.

FOLIO ADMINISTRATIF

THÈSE SOUTENUE DEVANT L'INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

NOM : PAILLOT DATE de SOUTENANCE :14/12/2021

Prénoms : Guillaume, Thomas

TITRE : Amortisseur hybride embarqué pour la réduction des vibrations de torsion et de l'acyclisme des vilebrequins

NATURE : Doctorat Numéro d'ordre :

École doctorale : MEGA

Spécialité : Mécanique - Génie Mécanique - Génie Civil

RÉSUMÉ :

Cette thèse, opérée dans le cadre de la chaire "Solutions for the future of Road Freight Transport Solutions" (INSA Lyon, LaMCoS et Volvo Group), vise à étudier certains phénomènes vibratoires apparaissant dans les moteurs à combustion interne, en proposant un dispositif pour en réduire l'impact. Ces phénomènes sont principalement les vibrations de torsion, affectant l'intégrité des pièces en rotation, et l'acyclisme en sortie de vilebrequin, à l'origine de chocs et de bruits dans la transmission. L'originalité de ce dispositif est de mêler des phénomènes cycliques à des phénomènes temporellement périodiques. Il a pour objectif autant de contrecarrer en même temps les deux phénomènes cités, que d'apporter une efficacité proche de celle de systèmes actifs tout en en réduisant les pertes énergétiques. Pour cela, un concept d'amortisseur hybride multi-physique a été développé au cours de cette thèse. Il a abouti sur la mise en place d'un modèle numérique, permettant de prédire le comportement dynamique en fonction de certains paramètres-clés qui ont été identifiés au cours de la thèse, ainsi que sur le développement et la construction d'un démonstrateur académique. Celui-ci a permis une validation expérimentale de plusieurs des comportements dynamiques prédits par le modèle numérique, ainsi que de tester les capacités de l'amortisseur hybride dans un cadre simplifié.

MOTS-CLÉS : Chaire Volvo, Amortisseur hybride, Vibrations de torsion, Acyclisme moteur, Tuned Mass Damper, Machine Synchrone à aimants permanents, Relation angle-temps, Rotation non-stationnaire

Laboratoire(s) de recherche : Laboratoire de Mécanique des Contacts et des Structures
UMR CNRS 5259 - INSA de Lyon
18-20 rue des Sciences
69621 Villeurbanne Cedex FRANCE

Directeur de thèse : Didier RÉMOND

Président du jury : Fabrice THOUVEREZ

Composition du jury : Christophe COLLETTE
Émeline SADOULET
Romain RIVIÈRE
Simon CHESNÉ
Vincent LANFRANCHI
Fabrice THOUVEREZ
Didier RÉMOND