

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE

Faculté de génie

Département de génie électrique et de génie informatique

Lévitacion d'un palier magnétique hybride homopolaire

Mémoire de maîtrise

Spécialité : génie électrique

Justin LEMAY

Jury : Maxime R. DUBOIS (directeur)
Jean de LAFONTAINE
Loïcq-Serge BAKAY

Résumé

L'utilisation de paliers magnétiques est de plus en plus fréquente étant donné les avantages que cette technologie apporte. En effet, ces derniers permettent de léviter un objet rotatif grâce à un champ magnétique. Un roulement à billes peut être substitué par un palier magnétique. Cette substitution permet de réduire les entretiens, diminuer les pertes par friction et augmenter la durée de vie du système. Des applications nécessitant d'hautes vitesses de rotation et des pertes réduites constituent des situations exemplaires de l'utilisation de cette technologie. Un palier magnétique est une technologie avec de nombreux avantages et certains inconvénients. Par exemple, un palier magnétique hybride est un système naturellement instable et la force d'attraction magnétique est une équation fortement non-linéaire en fonction du courant et de l'entrefer. Ces caractéristiques démontrent qu'une loi de commande est nécessaire afin de stabiliser le palier magnétique. De plus, la loi de commande doit être précise et rapide. Les principales applications d'un palier magnétique incluent une rotation de l'objet en lévitation. Ceci nécessite une erreur en régime permanent nulle et une commande ajustable rapidement afin d'assurer une stabilité en tout temps.

Ce mémoire traite de la validation expérimentale d'une loi de commande linéaire sur un palier magnétique sans rotation jumelant des aimants permanents et des électroaimants. Dans la littérature actuelle, la plupart des études portent sur les paliers magnétiques actifs, c'est-à-dire qui ne comportent que des électroaimants. L'ajout d'aimants permanents diminue la consommation énergétique du palier magnétique mais augmente la complexité de la loi de commande. Le présent mémoire démontre qu'il est possible de stabiliser un palier magnétique hybride homopolaire en utilisant une loi de commande linéaire tel le PID (proportionnel, intégral, dérivé). Cette étude apporte des nouvelles données à la littérature, en validant à l'aide d'un montage expérimental la loi de commande conçue et simulée à partir de MATLAB^{MC}.

Mots-clés : Lévitation magnétique, palier magnétique, hybride, homopolaire, commande linéaire, système de stockage d'énergie, volant d'inertie.

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tous ceux et celles qui ont rendu l'accomplissement de ce mémoire possible. Mes remerciements vont particulièrement :

- à mon directeur, le Professeur Maxime Dubois, pour son implication ainsi que sa confiance envers moi pendant les 2 années de collaboration. Son encadrement, ses connaissances ainsi que son approche rigoureuse ont permis de réaliser cet ouvrage. Je tiens à le remercier de l'expérience et la chance qui m'a été offerte grâce à cette maîtrise.
- aux professeurs et professionnels Jean de Lafontaine, Philippe Micheau et Loïcq-Serge Bakay pour leur support et leur disponibilité.
- aux techniciens de l'Université de Sherbrooke, Chantal Puig, Denis Dufresne, Serge Caron et Sylvain Lauzier pour leur disponibilité et leur conseil technique en tout temps.
- à mon partenaire de travail depuis le baccalauréat, Pascal-André Fortin. Merci d'avoir été à mes côtés pendant tout ce cheminement. Tes conseils, ton écoute ainsi que les bons moments passés ensemble ont été une grande source de motivation.
- au groupe énergie, Philippe Beauchamp, Rami Jarjour, Renaud Dubé, Mohammed Salah-Kandil, Alexandre Tessier, Nicolas Denis, Jonathan Nadeau, pour leur aide et leurs conseils.
- à ma conjointe et ma famille, pour le support et la motivation que vous m'avez apportés tout au long de cet ouvrage, peu importe mes états d'âme. Merci de m'avoir encouragé en tout temps.

TABLE DES MATIÈRES

Résumé.....	i
REMERCIEMENTS.....	ii
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	xi
LISTE DES ACRONYMES	xii
LISTE DES SYMBOLES.....	xiii
CHAPITRE 1 Introduction	1
1.1 Mise en contexte et problématique.....	4
1.1.1 Roue d’inertie en système de stockage d’énergie	5
1.1.2 Palier magnétique.....	5
1.1.3 Asservissement de système non-linéaire et instable	5
1.2 Définition du projet de recherche.....	7
1.3 Objectifs du projet de recherche.....	8
1.4 Méthodologie	9
1.4.1 Modélisation du palier magnétique.....	9
1.4.2 Conception de l’asservissement.....	10
1.4.3 Implantation et validation sur le système physique	10
1.5 Contributions originales	10
1.6 Plan du document	11
CHAPITRE 2 État de l’art	12
2.1 Champ magnétique.....	12
2.1.1 Aimant Permanent	12
2.1.2 Électroaimant	14
2.2 Système de stockage d’énergie par volant d’inertie (SSEVI).....	15

2.2.1	Caractéristique des SSEVI.....	16
2.2.2	Applications	16
2.2.3	Principe de fonctionnement	17
2.3	Comparaison des SSEVIs avec roulements à billes et paliers magnétiques	19
2.3.1	Entretien.....	19
2.3.2	Énergie stockée	20
2.3.3	Environnement flexible.....	20
2.3.4	Configuration	20
2.4	Palier magnétique.....	23
2.4.1	Palier magnétique passif	24
2.4.2	Palier magnétique actif	24
2.4.3	Palier magnétique hybride	25
2.4.4	Non-linéarité d'un palier magnétique	27
2.5	Thèse de Loïcq Bakay	28
2.5.1	Conception de palier magnétique.....	30
2.5.2	Conclusion de M. Loïcq Bakay	30
2.6	Asservissement.....	31
2.6.1	Boucle de rétroaction avec régulateur PID	31
2.6.2	Placement de pôles robustes	35
2.6.3	Commande adaptative.....	36
2.6.4	Commande par retour d'état avec un observateur d'état	38
2.7	Conclusion.....	39
CHAPITRE 3	Modélisation dynamique des forces magnétiques dans un palier magnétique hybride	40
3.1	Introduction	40

3.2	Modélisation de la force magnétique sur l'arbre d'un palier hybride	42
3.2.1	Équation de la force magnétique appliquée à l'arbre.....	45
3.2.2	Linéarisation	48
3.2.3	Analyse variationnelle de la force magnétique	52
3.3	Modélisation électrique du palier hybride.....	53
3.4	Dynamique du modèle	55
3.5	Identification du système	62
3.5.1	Comparatif des systèmes obtenus	65
3.6	Conclusion.....	66
CHAPITRE 4	Design Simulink	67
4.1	Introduction	67
4.2	Outils <i>SISOtool</i> de MATLAB ^{MC}	69
4.3	Commande par retour d'état.....	72
4.4	Simulation avec Simulink	77
4.4.1	Simulation	78
4.4.2	Comparaison des résultats.....	81
4.4.3	Spécifications requises.....	81
4.5	Conclusion.....	82
CHAPITRE 5	Implantation expérimentale	83
5.1	Palier magnétique de Loïcq Bakay.....	84
5.2	Amplificateur de courant.....	86
5.3	Capteurs.....	88
5.4	Ajout électronique au montage	90
5.5	Contrôleur.....	91
5.5.1	Programmation.....	91

5.6	Résultat.....	93
5.6.1	Spécifications des électroaimants	93
5.6.2	Spécifications du contrôleur	93
5.6.3	Amplificateur de courant	94
5.7	Conclusion.....	97
CHAPITRE 6	Résultats.....	98
6.1	Introduction	98
6.2	Retour sur les résultats Simulink.....	98
6.3	Boucle de courant.....	100
6.4	Asservissement en position de l'axe vertical	103
6.5	Asservissement en position de l'axe horizontal	106
6.6	Asservissement des axes vertical et horizontal	109
6.7	Conclusion.....	114
CHAPITRE 7	Conclusion.....	116
7.1	Sommaire des travaux	116
7.2	Contribution	118
7.3	Perspectives	118
ANNEXE 1	120
ANNEXE 2	128
ANNEXE 3	130

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Structure de la production d'électricité mondiale – 2011 [1].....	1
Figure 1-2 : Production d'électricité d'origine renouvelable hors hydraulique (TWh) [1] .	2
Figure 1-3 : Comparaison de quelques systèmes de stockage [7]	4
Figure 1-4 : Centreur magnétique hybride avec aimantation au stator.....	6
Figure 1-5 : Position du rotor et force appliquée au rotor lorsqu'il y a un courant constant sans correcteur	7
Figure 1-6 : Photo du montage expérimental, un palier magnétique à une extrémité	8
Figure 1-7 : Flux magnétique à la verticale (ligne rouge) et à l'horizontale (ligne bleu) A) Étape 1 B) Étape 2 C) Étape 3	9
Figure 2-1 : Champ magnétique généré par un conducteur [5]	13
Figure 2-2 : Courbe d'hystérésis de la magnétisation d'un aimant [9].....	13
Figure 2-3 : Force magnétique appliqué par un électroaimant sur un objet à une distance δ	15
Figure 2-4 : Système de stockage d'énergie par volant d'inertie [14]	17
Figure 2-5 : Palier magnétique radial et de butée active.....	21
Figure 2-6 : Palier magnétique avec palier de butée et radial combiné [21]	22
Figure 2-7 : Palier magnétique utilisant la supraconductivité [22].....	22
Figure 2-8 : Palier magnétique passif [22].....	25
Figure 2-9 : Palier magnétique actif [23].....	26
Figure 2-10 : Centreur magnétique hybride hétéropolaire [7].....	27
Figure 2-11 : Palier magnétique hybride homopolaire [7].....	28
Figure 2-12: Centreur magnétique actif à 8 pôles supportant un rotor débalancé par un balourd [7].....	29
Figure 2-13 : Structure d'un palier magnétique hybride [7].....	29
Figure 2-14 : Centreur magnétique hybride de M. Loïcq Bakay complet sur son support [7].....	31
Figure 2-15 : Boucle de rétroaction PID.....	32
Figure 2-16 : 2 PIDs en cascades	34
Figure 2-17 : Construction des pôles du régulateur à partir de ceux du système	36

Figure 2-18 : Système avec commande non-adaptative	37
Figure 2-19 : Système avec commande adaptative.....	37
Figure 2-20 : Observateur d'état avec une commande par retour d'état	38
Figure 3-1: Schéma représentant le système du PMH homopolaire.....	40
Figure 3-2 : Alimentation des électroaimants du PMH homopolaire	41
Figure 3-3 : Flux magnétique généré par les électroaimants seuls	43
Figure 3-4 : Flux magnétique généré par les aimants permanents seuls.....	44
Figure 3-5 : Agrandissement sur une dent du palier magnétique hybride homopolaire... 46	
Figure 3-6 : Schéma-bloc du PMH homopolaire de l'alimentation électrique jusqu'à l'accélération du rotor.....	56
Figure 3-7 : Schéma <i>Simulink</i> du modèle mathématique du PMH homopolaire en boucle ouverte.....	57
Figure 3-8 : Comparatif des modèles linéaire et non linéaires sur l'axe vertical sans correcteur	59
Figure 3-9 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaires sur l'axe horizontal sans correcteur	59
Figure 3-10 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaire sur l'axe horizontal sans correcteur lorsque l'arbre n'est pas sur son point d'équilibre	60
Figure 3-11 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaires sur l'axe horizontal sans correcteur lorsqu'un courant est appliqué	61
Figure 3-12 : Lieu des racines de la fonction de transfert verticale calculée théoriquement	62
Figure 3-13 : PMH homopolaire stable avec un courant d'excitation aléatoire de 50mA	63
Figure 3-14 : Traitements des signaux pour enlever la moyenne et séparer en 2 les données	64
Figure 3-15 : Lieu des racines de la fonction de transfert verticale identifié par <i>ToolIdent</i>	65
Figure 4-1 : Schéma des doubles boucles imbriquées de rétroaction pour le palier magnétique homopolaire.....	69
Figure 4-2 : Interface <i>SISOTool</i> afin de visualiser le PMH sans régulateur PID	71
Figure 4-3: Interface <i>SISOTool</i> afin de visualiser le PMH avec régulateur PID.....	71

Figure 4-4 : Schéma d'un retour d'état.....	74
Figure 4-5 : Schéma d'un observateur d'état.....	74
Figure 4-6 : Réponse du retour d'état à un échelon de 1 μm	75
Figure 4-7 : Performance de l'observateur d'état	76
Figure 4-8 : Schéma d'un retour d'état avec observateur	77
Figure 4-9 : Stabilisation du retour d'état par états estimés et états simulés vers le point d'équilibre.....	77
Figure 4-10: Schéma de la double boucle de rétroaction avec PID.....	78
Figure 4-11 : Schéma de la double boucle de rétroaction avec régulateur et observateur d'état.....	78
Figure 4-12: Comparatif des lois de commande soumise à un débalancement	79
Figure 4-13: Stabilisation des différentes lois de commande avec position initial $\delta\mathbf{y} = -0,2 \text{ mm}$ vers $\delta\mathbf{y} = 0 \text{ mm}$	79
Figure 4-14: Filtrage du bruit avec l'observateur d'état	80
Figure 5-1: Schéma du montage expérimental	83
Figure 5-2 : Palier magnétique vue de face de <i>Bakay</i> [7] sans l'arbre du rotor	84
Figure 5-3 : Palier magnétique vue de profil de <i>Bakay</i> [7] sans l'arbre du rotor	85
Figure 5-4 : Symbole d'un transistor bipolaire à grille isolée.....	87
Figure 5-5: Pont en H avec commutateur de grilles	87
Figure 5-6 : 2 MLI complémentaire avec une zone morte.....	89
Figure 5-7: Schéma du filtre de Bessel d'ordre 2.....	90
Figure 5-8: Schéma de l'amplificateur différentiel	90
Figure 5-9: Schéma logique de la programmation du <i>eZDSPF2812</i>	92
Figure 5-10: Signal de sortie de DSP et signal de grille du IGBT 2.....	94
Figure 5-11: Comparaison du signal à la grille d'un IGBT 4 basse tension et un IGBT 1 haute tension	95
Figure 5-12: Lecture analogique d'un courant de -2A avec une alimentation CC de 32 V et un MLI de 33% à l'IGBT 1.....	96
Figure 5-13: Lecture analogique d'un courant de 2A avec une alimentation CC de 32 V et un MLI de 66% à l'IGBT 1.....	96
Figure 6-1: Réponse à l'échelon de 0,25 A de la boucle de courant verticale	100

Figure 6-2: Réponse à l'échelon de 0,25 A de la boucle de courant horizontale	101
Figure 6-3: Tension générée dans les électroaimants dus au mouvement du rotor vertical	102
Figure 6-4: Tension générée dans les électroaimants dus au mouvement du rotor horizontal	103
Figure 6-5: Image des entretoises placés dans le PMH	104
Figure 6-6: Stabilisation de la boucle de position à la verticale	105
Figure 6-7: Stabilisation de la boucle de position à la verticale avec un léger impact ...	105
Figure 6-8: Stabilisation de la boucle de position à la verticale avec un impact violent	106
Figure 6-9: Stabilisation de la boucle de position à l'horizontale	107
Figure 6-10: Stabilisation de la boucle de position à l'horizontale avec un léger impact	108
Figure 6-11: Boucle de position à l'horizontale avec un impact violent	109
Figure 6-12: Position et courant à la verticale lors de stabilisation simultanée des axes	110
Figure 6-13: Position et courant à l'horizontale lors de stabilisation simultanée des axes	110
Figure 6-14: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact vertical	111
Figure 6-15: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact horizontal	111
Figure 6-16: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact violent vertical.....	112
Figure 6-17: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact violent horizontal	113
Figure 6-18: Stabilisation de la position horizontale et verticale lorsque la rotation du rotor est entraîné manuellement.....	113

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2-1 : Comparatif entre les roulements à bille et palier magnétique	19
Tableau 2-2: Comparatif entre les différents types de palier magnétique	23
Tableau 2-3: Influence des gains proportionnel, intégral et dérivé	33
Tableau 3-1 : Force d'attraction magnétique en Newton appliqué au rotor en fonction de δ_y et i_y selon l'équation sous forme de variations infinitésimales du PMH homopolaire utilisé dans ce mémoire.....	53
Tableau 3-2 : Dimensions du palier magnétique utilisé pour les simulations	53
Tableau 3-3 : Tableau comparatif des pôles et zéros de la fonction de transfert calculée et identifiée	66
Tableau 4-1 : Caractéristiques de la boucle de courant	69
Tableau 4-2: Comparatif des positions initiales maximales, du temps de stabilisation et du dépassement maximal pour chaque loi de commande.....	80
Tableau 5-1 : Dimensions du palier magnétique de <i>Bakay</i> [7].....	86
Tableau 5-2: Tableau des capteurs de position et de courant sur le montage.....	89
Tableau 5-3 : Spécifications du contrôleur requises	91
Tableau 5-4: Configuration du <i>eZDSPF2812</i>	93
Tableau 5-5 : Résumé de l'électronique sur le montage du palier magnétique hybride homopolaire	97
Tableau 6-1 : Gains PID du régulateur de courant et du régulateur de position.....	99
Tableau 6-2 : Fonction de transfert des électroaimants ainsi que les gains du régulateur pour le courant en simulation et sur le montage expérimental	101
Tableau 6-3 : Fonction de transfert du palier magnétique ainsi que les gains du régulateur pour la position en simulation et sur le montage expérimental pour l'axe verticale	104
Tableau 6-4 : Fonction de transfert du palier magnétique ainsi que les gains du régulateur pour la position en simulation et sur le montage expérimental pour l'axe horizontale ..	108

LISTE DES ACRONYMES

DSP	Digital signal processor
FT	Fonction de transfert
IGBT	Transistors bipolaires à grille isolée
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
P	Proportionnel
PI	Proportionnel, intégral
PD	Proportionnel, dérivé
PID	Proportionnel, intégral, dérivé
PM	Palier magnétique
PMA	Palier magnétique actif
PMB	Palier magnétique de butée
PMH	Palier magnétique hybride
PMP	Palier magnétique passif
PMR	Palier magnétique radial
RPM	Tours par minute
SSE	Système de stockage d'énergie
SSEVI	Système de stockage d'énergie par volant d'inertie

LISTE DES SYMBOLES

A	Ampère (A)
A_g	Surface d'une dent du stator
B	Induction magnétique (T)
B_δ	induction magnétique dans l'entrefer (T)
$B_{\delta a}$	Induction magnétique des aimants permanents (T)
$B_{\delta j}$	Induction magnétique des électroaimants (T)
B_r	Induction magnétique rémanente de l'aimant (T)
δ	Entrefer (mètre)
δ_e	Entrefer à l'équilibre (mètre)
$\bar{\delta}$	Variation de l'entrefer à l'équilibre (mètre)
$\tilde{\delta}$	Variation de l'entrefer (mètre)
E	Énergie stocké (KWh)
F	Force magnétique (N)
dF	Force magnétique linéarisé autour d'un point d'équilibre (N)
Φ	Flux magnétique (Wb)
G_s	Fonction de transfert du système
G_c	Fonction de transfert du compensateur
H	Champ magnétique (A/ mètre)
H_c	Champ coercitif (A/ mètre)
i	Courant (A)
\bar{i}	Courant à l'équilibre (A)
\tilde{i}	Variation du courant (A)
i_b	Courant de base (A)
i_c	Courant de contrôle (A)
i_{max}	Courant maximal (A)
J	Moment d'inertie de la masse
kWh	Kilowatts heure
K_D	Gain du facteur de dérivation dans le régulateur PID
K_I	Gain du facteur d'intégration dans le régulateur PID

K_P	Gain du facteur proportionnel dans le régulateur PID
k_{ea}	Rapport entre section d'entrefer et section aimant permanent
l_a	Profondeur axiale des aimants permanents (mètre)
m	Masse (kilogramme)
m_{eff}	Masse effective (kilogramme)
μ_0	Perméabilité de l'air (henry/ mètre)
N	Nombre de spires
\mathcal{R}	Reluctance
S_d	Section normale au flux sous une dent (électroaimant) (mètre ²)
T	Tesla (T)
T_D	Constante de temps du facteur de dérivation des équations PID
T_I	Constante de temps de l'intégrateur des équations PID
W_δ	Énergie emmagasinée dans l'entrefer (J/m ³)
Wb	Weber (Wb)
ω	Vitesse angulaire

CHAPITRE 1 Introduction

Les sources d'énergie renouvelable font maintenant partie de notre réalité. Les types d'énergie renouvelable incluent l'hydraulique, l'éolien, le solaire et la géothermie. Ces types de production d'énergie permettent de réduire la production électrique à base d'énergie non renouvelable et ainsi diminuer notre dépendance envers les combustibles fossiles. En 2012, 79,8% de la production mondiale d'électricité provenait de ressources non-renouvelables, dont 67,9% provient des combustibles fossiles (Figure 1-1) [1].

Il est important de progresser vers les énergies renouvelables. En effet, la production d'électricité basée sur les énergies non-renouvelables est aussi une grande source de gaz à effet de serre. Les gaz à effet de serre ont un impact néfaste sur la faune et l'environnement. L'effet de serre consiste en l'entrée des rayons du soleil dans l'atmosphère et le maintien de la chaleur dans cette dernière, principalement dû à la présence des gaz à effet de serre tels le CO₂, le méthane, les NO_x et les CFC. L'environnement et la température sur la planète Terre en sont perturbés. Un exemple flagrant est la fonte des glaciers due à l'augmentation de température. La production et la consommation d'énergie représentaient plus de 80% des émissions de gaz à effet de serre en 2005 [2].

En 2005, environ 59% de l'électricité provenait d'énergie renouvelable au Canada [2], majoritairement l'hydroélectricité. En plus d'utiliser une ressource renouvelable, l'hydroélectricité a un meilleur rendement que les procédés thermiques.

Les centrales hydroélectriques ont une efficacité minimale de 90% sur la conversion de l'énergie renfermée dans l'eau en électricité.

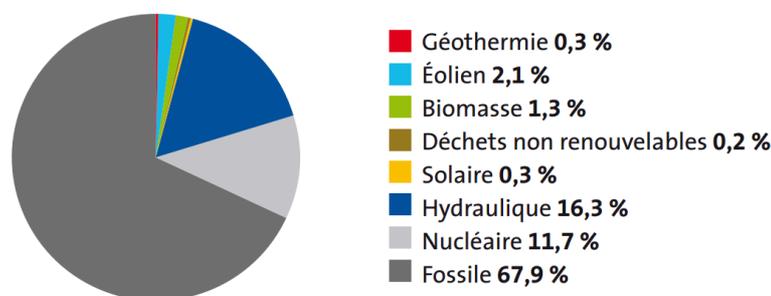


Figure 1-1 : Structure de la production d'électricité mondiale – 2011 [1]

À titre de comparaison, selon l'agence internationale de l'énergie, le rendement moyen mondial des centrales au charbon est de 30% [3]. L'hydroélectricité est la source électrique renouvelable la plus utilisée à ce jour. De plus, il est possible de contrôler la source d'énergie afin d'avoir une production constante. Ceci n'est pas le cas pour toutes les énergies renouvelables. La production d'énergie solaire et d'énergie éolienne suit une courbe de croissance exponentielle depuis le début des années 2000. Respectivement, ces 2 sources ont un taux de croissance de 45,8% et de 28,3% entre les années 2001 et 2011 (Figure 1-2) [1]. Malgré leur croissance phénoménale, l'énergie électrique provenant du solaire et de l'éolien n'est pas une production considérée constante et stable. Au Canada par exemple, les éoliennes installées ont une puissance d'environ 6568 MW [4]. Les éoliennes transforment l'énergie du vent en énergie électrique. Un concept vert, durable et outre le bruit ou l'espace occupé, elles présentent peu d'impact sur l'environnement. Par contre, étant donné que le vent n'est pas constant, il est impossible d'assurer une production d'énergie électrique en tout temps. Typiquement, le vent est plus fort pendant le jour et plus faible la nuit.

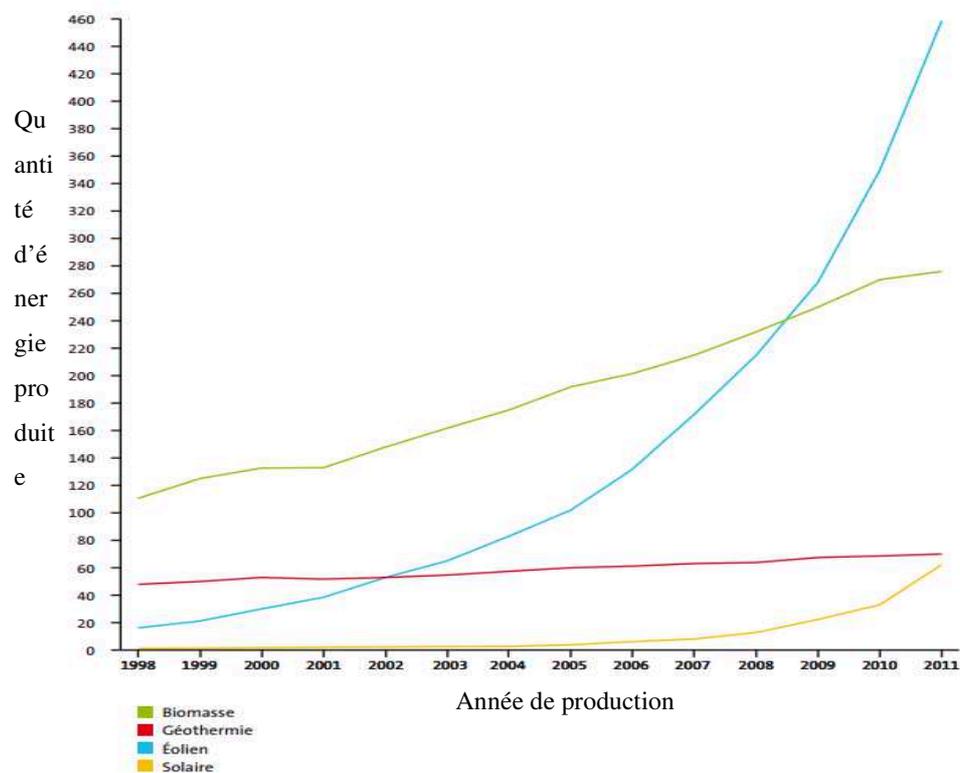


Figure 1-2 : Production d'électricité d'origine renouvelable hors hydraulique (TWh) [1]

Une autre raison de migrer vers les énergies renouvelables est l'augmentation de la demande énergétique. Depuis 1990, la demande en électricité au Canada a augmenté de 1,2% par année [5]. Afin de continuer à satisfaire à la demande, il faudra consommer plus de ressources non-renouvelables. Finalement, ces dernières seront de plus en plus rares tout en demeurant polluantes.

L'augmentation de consommation d'énergie électrique est due aux avancées technologiques qui permettent de nouvelles utilisations de l'électricité. Un exemple dans l'actualité est le nouveau vecteur de transport basé sur l'électricité. Il y a 20 ans, tous les véhicules commerciaux utilisaient un moteur à combustion interne. En 1996, General Motors a produit en série et commercialisé la première voiture complètement électrique : la EV1. Aujourd'hui, il existe sur le marché, différents modèles et types de véhicules électriques. Que ce soit une hybride branchable ou un véhicule complètement électrique, ces voitures se connectent au réseau électrique afin de recharger leur batterie, tout comme un véhicule à combustion doit s'arrêter à une station d'essence pour remplir son réservoir. À titre indicatif, la Nissan Leaf peut être rechargée en 8 heures sur une borne de recharge de puissance standard. Si une borne de recharge rapide est utilisée, la batterie sera chargée à 80% de son énergie maximale à l'intérieur de 30 minutes [6]. Une recharge aussi rapide exige un fort courant sur le réseau électrique pendant un court moment. Ce type de demande est difficile à gérer pour les fournisseurs comme Hydro-Québec.

Ce projet de recherche se situe dans le contexte des productions et consommations intermittentes de puissance électrique, où l'application du stockage d'énergie engendrera des effets régulateurs qui seront requis. L'utilisation de système de stockage d'énergie (SSE) permet de régulariser la production intermittente, comme l'énergie solaire ou éolienne. Elle permet aussi de régulariser les demandes intermittentes, comme les recharges rapides de véhicules électriques. Le principe de fonctionnement d'un SSE est d'accumuler de l'énergie lorsque la demande est faible et de la distribuer lorsque la demande est élevée. Aussi, un SSE peut emmagasiner de l'énergie lorsque la production d'énergie est élevée, et compenser lorsque la production est faible. Ces 2 exemples démontrent comment un SSE peut contribuer lors de demandes ou de productions intermittentes en énergie. Si un SSE emmagasine l'énergie supplémentaire produite par une éolienne lors de vent fort, il peut aussi contribuer à

la demande énergétique lorsque le vent est faible. Dans la même optique, pour les véhicules électriques, si un SSE accumule de l'énergie lorsqu'aucune voiture ne se fait pas charger, il est possible d'utiliser l'énergie emmagasinée pour charger les prochains véhicules au lieu de créer un stress sur le réseau lors d'une recharge ultra-rapide.

Parmi les SSE, on compte ceux hydrauliques, où l'eau est accumulée et ensuite utilisée afin de générer de l'électricité. Le principe de fonctionnement demeure semblable pour les SSE pneumatiques, où l'air est comprimée et ensuite expulsée pour gérer les demandes. Ce qui les différencie est la quantité possible d'énergie à accumuler et l'efficacité dans la conversion de l'énergie. Finalement, le stockage d'énergie par volant d'inertie est une autre manière de stocker de l'énergie et sera discuté ici-bas. La Figure 1-3 présente une comparaison de quelques SSE à petite échelle en fonction de l'énergie et de la puissance disponible.

1.1 Mise en contexte et problématique

Ce mémoire porte sur les SSE par volants d'inertie avec palier magnétique, qui accumulent de l'énergie cinétique dans un disque en rotation. Le palier magnétique augmente l'efficacité du SSE par volant d'inertie, mais complexifie sa mise en œuvre. Voici comment un SSE par volant d'inertie pourrait contribuer à réduire les pointes en demandes ou productions énergétiques sur le réseau électrique :

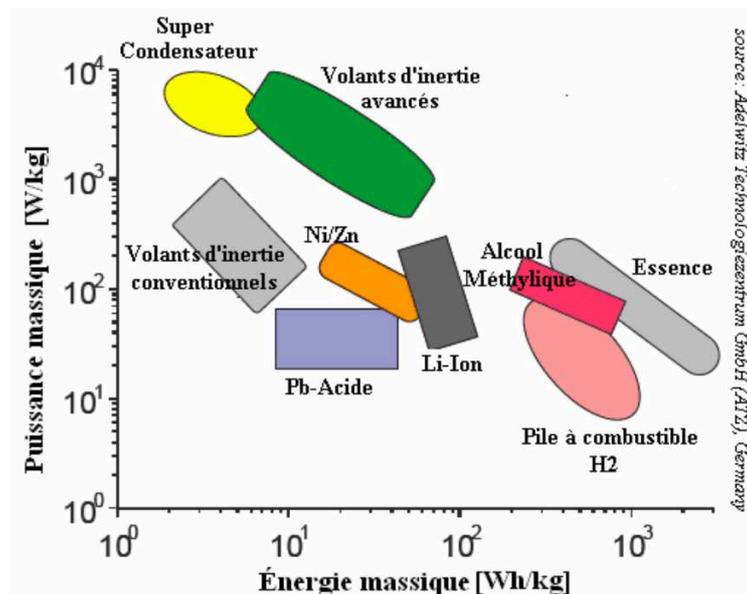


Figure 1-3 : Comparaison de quelques systèmes de stockage [7]

1.1.1 Roue d'inertie en système de stockage d'énergie

Cette étude se concentre sur un seul type de SSE, les volants d'inertie. Afin d'éliminer les forces de friction, le disque pourra être maintenu en lévitation grâce à un champ magnétique. En remplaçant le roulement à billes par un palier magnétique, l'efficacité du système de stockage d'énergie par volant d'inertie (SSEVI) est accrue. À titre d'exemple, les pertes d'énergies emmagasinées sont diminuées à 2% par jour pour des volants d'inertie avec paliers magnétiques supraconducteurs [8], tandis que l'utilisation d'un roulement à billes ne permet pas de conserver l'énergie emmagasinée pendant une journée complète.

1.1.2 Palier magnétique

Un palier magnétique est un système qui maintient en lévitation l'arbre par des forces électromagnétiques. Il existe 3 types de paliers magnétiques, les paliers magnétiques passifs (PMP), les paliers magnétiques actifs (PMA) et les paliers magnétiques hybrides (PMH). Les paliers magnétiques passifs sont composés uniquement d'aimants permanents. Ces types de palier ne nécessitent aucun apport d'énergie extérieur pour fonctionner, mais il est impossible de les contrôler. Les paliers magnétiques actifs sont composés uniquement d'électroaimants. L'avantage de ces paliers est qu'il est possible de contrôler le champ magnétique activement. Par contre, le fait d'avoir un courant en tout temps dans les électroaimants ajoute une consommation d'énergie. Finalement, les paliers magnétiques hybrides sont composés d'aimants permanents et d'électroaimants (Figure 1-4). Ils permettent un contrôle actif du champ magnétique avec une consommation d'énergie réduite grâce au champ magnétique presque constant provenant des aimants permanents. De plus, selon l'emplacement des aimants permanents, un PMH peut être hétéropolaire ou homopolaire. Ce mémoire utilise un PMH pour les simulations et la validation expérimentale. Comme on le verra dans ce mémoire, le PMH possède un avantage, puisque le champ magnétique de polarisation est créé par des aimants permanents, éliminant de ce fait les pertes Joules associées à la polarisation.

1.1.3 Asservissement de système non-linéaire et instable

Le PMH est constitué d'un stator générant un champ de polarisation en tout temps grâce aux aimants permanents, et le champ magnétique total peut-être modifié à tout moment avec les électroaimants. Le champ magnétique permet d'attirer le rotor vers le stator.

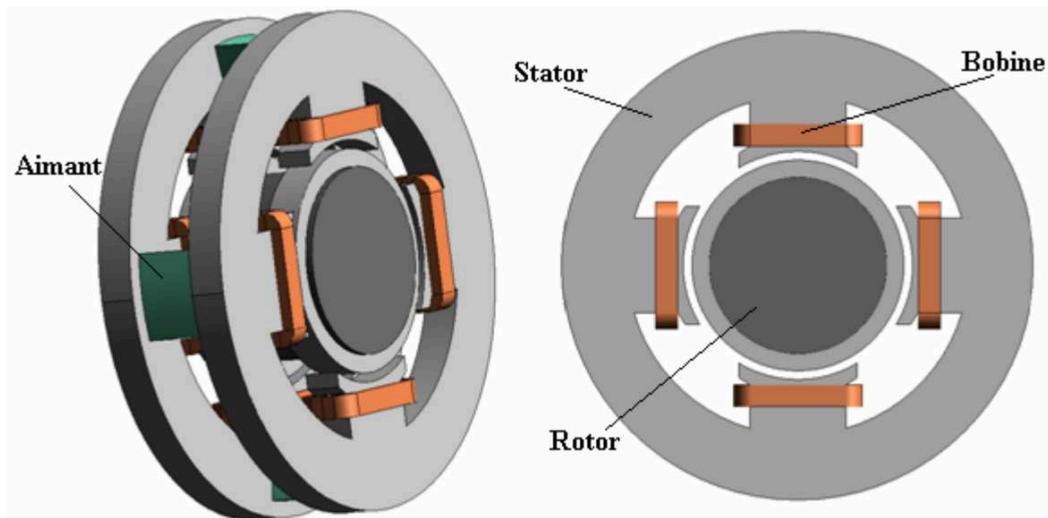


Figure 1-4 : Centreur magnétique hybride avec aimantation au stator

Étant donné que le rotor est attiré de tous les côtés (Figure 1-7), ce dernier est stable en un seul point : lorsque la force d'attraction est égale sur toute sa circonférence. Un exemple connu et similaire est le pendule inversé. Si on essaie de maintenir en équilibre un crayon sur sa pointe, il doit être positionné parfaitement et ne pas être déstabilisé, sinon il tombera sur le côté. Le principe est le même pour le PMH, toute perturbation entrainera le rotor à se coller à une paroi du palier magnétique (Figure 1-4). De plus, la force d'attraction magnétique est influencée par la distance entre le stator et le rotor (entrefer) et le courant dans les électroaimants. L'impact que ces variables ont sur la force magnétique est non-linéaire, donc la force d'attraction magnétique varie de façon instable. Lorsque le disque s'éloigne du point d'équilibre, il est de plus en plus attiré vers l'extérieur et il est de plus en plus difficile à déplacer vers le centre. Voici un graphique (Figure 1-5) illustrant la

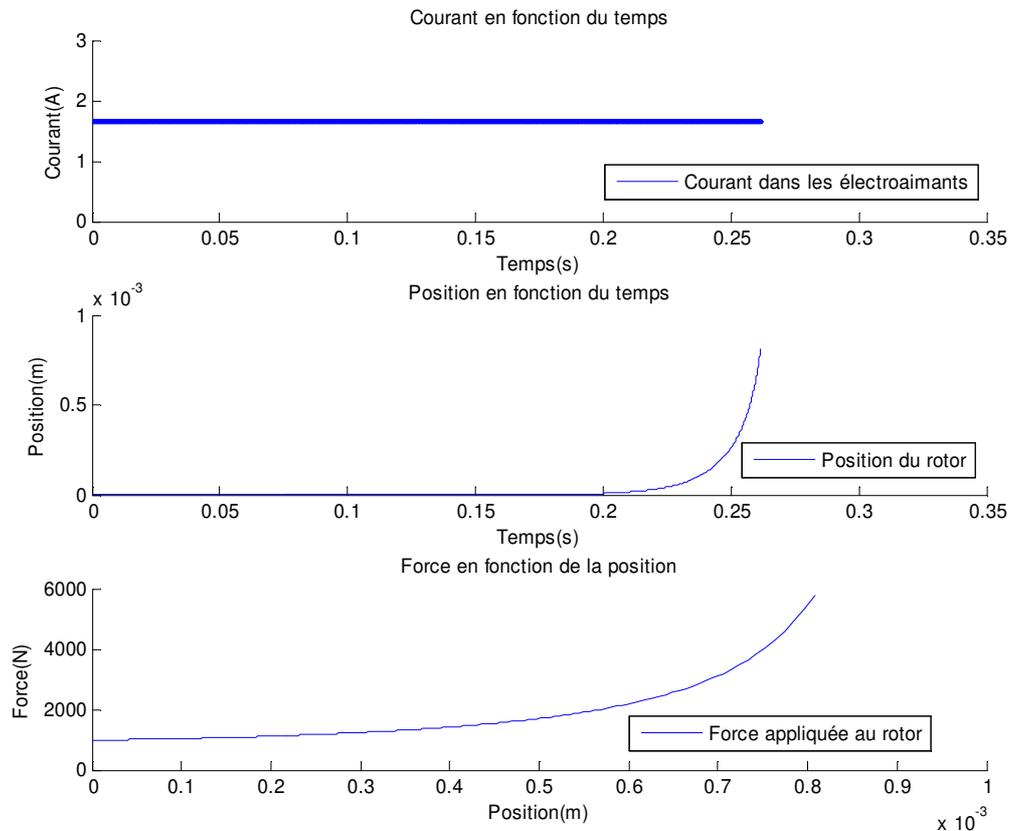


Figure 1-5 : Position du rotor et force appliquée au rotor lorsqu'il y a un courant constant sans correcteur

force exercée sur le rotor d'un palier magnétique hybride sans régulateur de position. Ce graphique illustre l'instabilité et la non-linéarité du palier magnétique en boucle ouverte.

Un palier magnétique (PM) nécessite un organe de commande afin d'amener et de conserver l'arbre dans un état stable. Une des problématiques de ce projet est d'obtenir une boucle d'asservissement fiable, rapide et précise.

1.2 Définition du projet de recherche

La question de cette étude se résume comme suit :

Est-ce possible de maintenir en lévitation l'arbre d'un palier magnétique hybride homopolaire avec un asservissement basé sur un modèle linéarisé du système? On considèrera le cas sans rotation axiale.

Les simulations utiliseront un modèle mathématique du PMH proposé par *Bakay* [7]. Un prototype de PMH a été construit préalablement à ce projet (Figure 1-6), ce qui permet de prendre des mesures expérimentales afin d'avoir un modèle mathématique réaliste. Le palier magnétique utilisé pour la validation expérimentale sera placé à la verticale. Donc, l'arbre inséré à l'intérieur du palier sera à l'horizontale. Ceci implique que l'asservissement sur l'axe vertical doit considérer la gravité et que l'asservissement sur l'axe horizontal ne considère pas la gravité.

1.3 Objectifs du projet de recherche

Les objectifs de ce projet de recherche sont les suivants : premièrement, démontrer qu'il est possible d'asservir un PMH avec une commande linéaire classique, ensuite, de présenter une modélisation linéaire du PMH et finalement, de valider de façon expérimentale le fonctionnement de la boucle de commande. L'objectif principal se décrit comme suit.

« Concevoir une boucle de commande de type PID sur le champ magnétique pour un palier magnétique hybride homopolaire statique sur la rotation axiale. »

Afin d'atteindre cet objectif, le cheminement sera séparé en plusieurs étapes (Figure 1-7) :

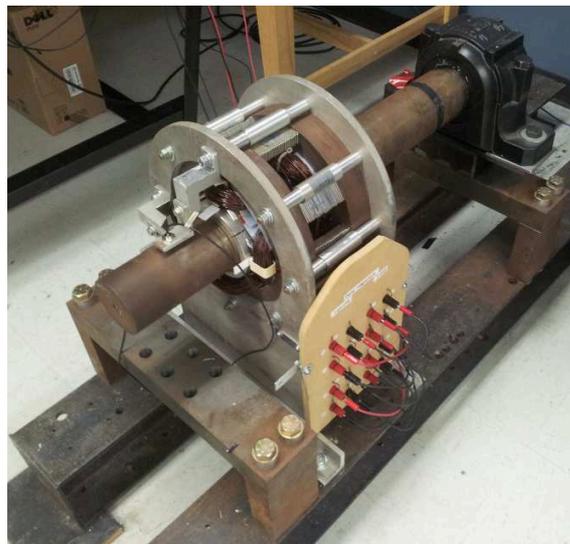


Figure 1-6 : Photo du montage expérimental, un palier magnétique à une extrémité

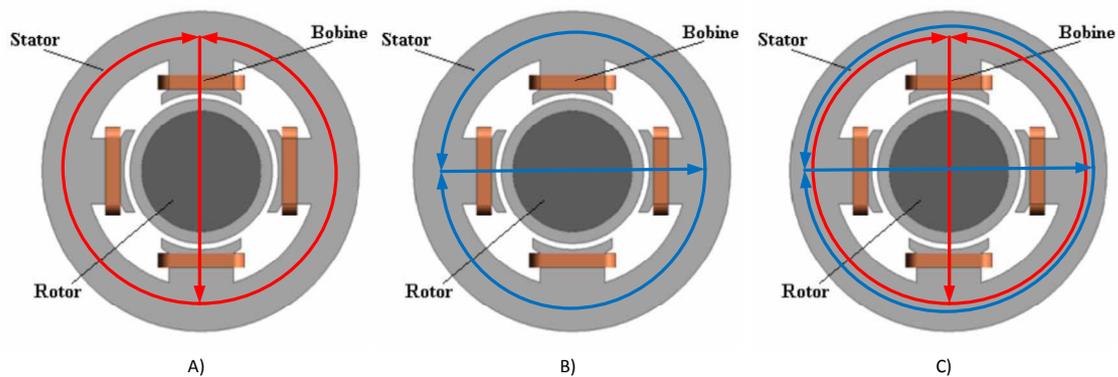


Figure 1-7 : Flux magnétique à la verticale (ligne rouge) et à l'horizontale (ligne bleu) A) Étape 1 B) Étape 2 C) Étape 3

1. asservir l'axe vertical d'une extrémité de l'arbre du volant d'inertie;
2. asservir l'axe horizontal d'une extrémité de l'arbre du volant d'inertie;
3. asservir les axes vertical et horizontal simultanément d'une extrémité de l'arbre du dispositif en place;
4. déterminer les limites de l'asservissement.

Bakay [7] a conçu et construit le palier magnétique qui sera utilisé comme plateforme de validation.

1.4 Méthodologie

La méthodologie suivante découle des sous-objectifs établis.

1.4.1 Modélisation du palier magnétique

Premièrement, le prototype de PM sur lequel les validations seront effectuées doit être représenté par un modèle mathématique. Ensuite, le modèle mathématique sera linéarisé autour d'un point d'opération. *Bakay* [7] a proposé une représentation de la force magnétique appliquée au rotor pour le palier magnétique de ce projet. À partir de ce modèle, il est possible de linéariser le système autour d'un point d'équilibre. Ensuite, la dynamique des électroaimants est ajoutée pour compléter le modèle mathématique du palier magnétique qui sera validé à l'aide du logiciel MATLAB^{MC}/Simulink.

1.4.2 Conception de l'asservissement

La deuxième étape sera la conception de l'asservissement avec les méthodes propres au type de commandes utilisées et ce, le plus optimalement possible. En plus d'être un système instable, la force d'attraction créée par le champ magnétique est une fonction non-linéaire de l'entrefer et du courant, comme il sera exposé au chapitre 3. Le modèle linéaire sera utilisé afin de concevoir l'asservissement du palier magnétique. En premier lieu il faudra établir des critères de performance. Ensuite, un asservissement PID ainsi qu'un observateur d'état pour comparer les performances seront conçus. Les asservissements seront validés sur le modèle non-linéaire.

1.4.3 Implantation et validation sur le système physique

Troisièmement, l'asservissement conçu par simulation devra être implanté dans un contrôleur DSP. Il faudra également valider la fonctionnalité de l'asservissement avec le matériel du montage. Ensuite, l'asservissement sera validé sur l'arbre d'un volant d'inertie. La carte utilisée est la *eZDSPF2812* de *Spectrum Digital*. Cette carte contient le DSP *TMS320F2812* de *Texas Instrument*. De plus, le système physique contient des amplificateurs de courant, des capteurs de courant et des capteurs de position. Ces 3 systèmes physiques devront être agencés avec le contrôleur DSP. Ensuite, l'asservissement sera prêt à être validé sur le PMH homopolaire. La validation sur le système physique comprend aussi des ajustements sur la commande.

En fin, on verra que le fait de linéariser le système autour d'un point d'équilibre limite la zone d'opération stable du compensateur. Il sera important de trouver et valider toutes les limites de l'asservissement par PID d'un PMH homopolaire.

1.5 Contributions originales

Le PMH homopolaire est une technologie encore peu répandue et peu étudiée. La littérature contient plus d'informations au sujet des paliers magnétiques actifs, qui ont été asservis avec de nombreuses techniques et validés de façon expérimentale. La littérature sur la commande des PMHs contient des validations par simulations mais peu de validations expérimentales. Ce mémoire apporte une contribution en validant par simulation et sur un montage expérimental les limites d'opération d'un PMH homopolaire asservi avec un régulateur de type PID.

1.6 Plan du document

Le deuxième chapitre est un état de l'art sur l'asservissement des paliers magnétiques. Le chapitre débute avec une brève description du champ magnétique des aimants permanents et des électroaimants. Ensuite, une comparaison entre un système de stockage d'énergie par volant d'inertie avec roulement à billes ou palier magnétique sera présentée en plus des 3 types de paliers magnétiques. Finalement, une description des asservissements propres aux paliers magnétiques et des asservissements connus sera présentée.

Le troisième chapitre se concentre sur le modèle mathématique du palier magnétique. La modélisation des électroaimants et de la force magnétique appliquée à l'arbre du PMH sera exposée. De plus, le développement mathématique de la linéarisation de la force magnétique autour d'un point d'opération sera expliqué.

Le quatrième chapitre porte sur l'asservissement. Les critères établis pour la double boucle de commande seront expliqués, et les méthodes utilisées afin d'obtenir les performances requises seront présentées. À la fin de ce chapitre, les résultats ainsi que les spécifications nécessaires au fonctionnement de l'asservissement seront exposés.

Le cinquième chapitre décrit l'implantation expérimentale. En premier lieu il y a une description du palier magnétique de *Bakay* [7]. Ensuite, ce chapitre contient une brève section sur la programmation et la validation des spécifications du contrôleur DSP. Des résultats expérimentaux de caractérisation du montage seront comparés aux simulations.

Le sixième chapitre expose les résultats expérimentaux du compensateur PID sur le palier magnétique. Le chapitre décrit les étapes d'ajustements pour les asservissements verticaux et horizontaux.

Finalement, le septième chapitre présente la conclusion. Cette section contient le sommaire des travaux, les contributions apportées avec ce mémoire et les perspectives futures.

CHAPITRE 2 État de l'art

L'état de l'art couvre les connaissances englobant les paliers magnétiques. La première section portera sur les phénomènes magnétiques fondamentaux. L'objectif de la première section est d'offrir un survol des connaissances liées aux aimants permanents et aux électroaimants. La deuxième partie se concentre sur les volants d'inertie. Cette section compare l'utilisation des roulements à billes avec celle des paliers magnétiques dans l'application des systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie. Après la comparaison, la troisième section porte uniquement sur les paliers magnétiques et leur principe de fonctionnement. La dernière partie contient des lois de commandes courantes ou utilisées pour le contrôle de lévitation magnétique.

2.1 Champ magnétique

En premier lieu, une revue des lois de base sur la génération de champ magnétique par aimant permanent et électroaimant sera présentée. Ces connaissances sont un atout afin de visualiser les phénomènes magnétiques dans un palier magnétique. L'unité de mesure de l'induction magnétique (B) est le Tesla. Un Tesla correspond à un flux de un Weber réparti uniformément sur un mètre carré :

$$[T] = \frac{[Wb]}{[m^2]} = \frac{[N]}{[A] \cdot [m]} \quad (2.1)$$

Lorsqu'un courant traverse un conducteur, un champ magnétique H est généré autour de ce dernier (Figure 2-1). Le champ est perpendiculaire au conducteur [9].

2.1.1 Aimant Permanent

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique [10] dur magnétisé. Pour magnétiser un aimant, il faut soumettre le matériau à un champ magnétique puissant. Une façon de faire est d'enrouler la pièce ferromagnétique dure d'un fil et alimenter le fil avec un courant élevé.

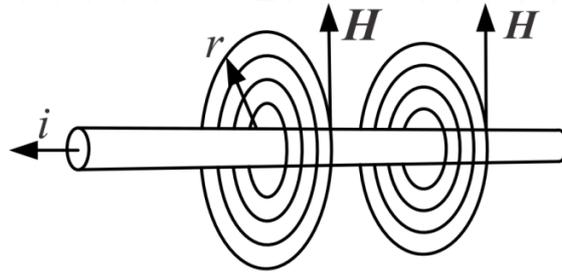


Figure 2-1 : Champ magnétique généré par un conducteur [5]

Lorsque le champ magnétique externe (H) augmente, l'induction magnétique (B) du matériau augmente aussi mais avec une courbe différente. Lorsque l'induction magnétique du matériau atteint la saturation, il sera aimanté à la densité du flux rémanente (B_r). Pour démagnétiser l'aimant, il faut appliquer le champ coercitif (H_c) (Figure 2-2).

Si la température de l'aimant dépasse la température de Curie du matériau, il y a désaimantation partielle. Lorsque la température descend sous la température de Curie, l'aimant est toujours magnétisé mais il ne retrouvera pas sa magnétisation totale.

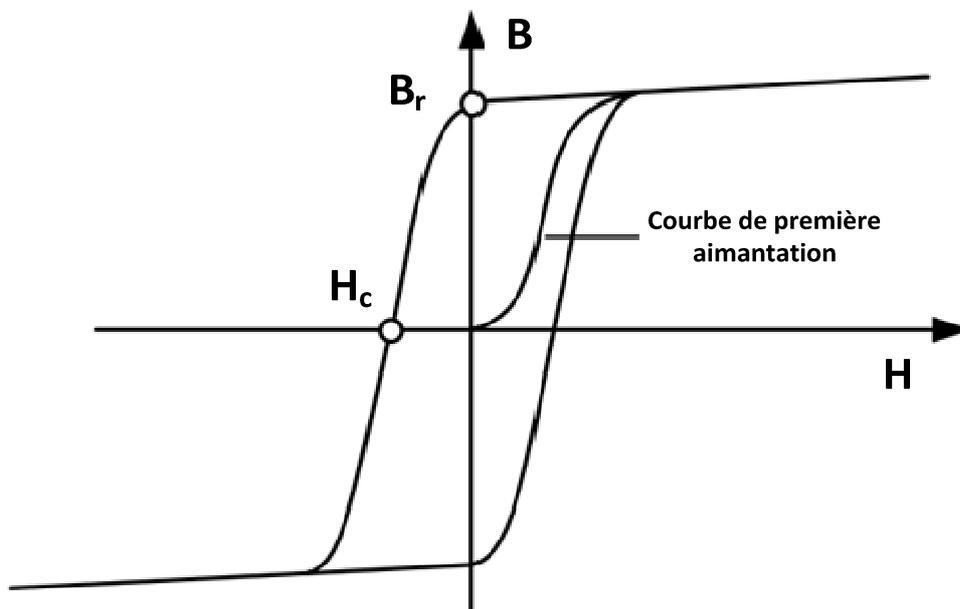


Figure 2-2 : Courbe d'hystérésis de la magnétisation d'un aimant [9]

2.1.2 Électroaimant

Un électroaimant est constitué d'un conducteur enroulé autour d'un matériau ferromagnétique doux. Lorsqu'un courant traverse la bobine, un champ magnétique est généré. Si aucun matériau n'est centré dans la bobine, un champ magnétique sera tout de même généré. Par contre, l'ajout du matériau résulte en un circuit magnétique, et permet de canaliser le champ magnétique, ce qui engendre une induction magnétique plus élevée. Lorsque l'électroaimant n'est plus alimenté, il n'y a plus de champ magnétique produit, à l'exception du minime champ magnétique rémanent de l'électroaimant. La Figure 2-3 représente la configuration d'un électroaimant dans l'utilisation d'un palier magnétique.

L'équation représentant la force magnétique d'attraction générée par l'électroaimant de la Figure 2-3 peut être déduite à partir de la dérivée partielle de l'énergie emmagasinée dans l'entrefer (méthode des travaux virtuels) [9]

$$F = -\frac{\partial W_\delta}{\partial \delta} = \frac{S_d B_\delta^2}{\mu_0} \quad (2.2)$$

$$F = \mu_0 S_d \left(\frac{Ni}{2\delta} \right)^2 \quad (2.3)$$

F : force magnétique

μ_0 : perméabilité de l'air

S_d : surface de la dent, section sur laquelle la force magnétique est appliquée

δ : entrefer

N : nombre de spires

i : courant

W_δ : énergie emmagasinée dans l'entrefer

B_δ : induction magnétique dans l'entrefer.

On fait ici l'hypothèse que le noyau magnétique est infiniment perméable. De plus, l'objet sur lequel la force est appliquée n'a aucune polarisation, donc la force est toujours attractive et jamais répulsive, ce qui explique que la force reste positive même si le sens du courant est changé.

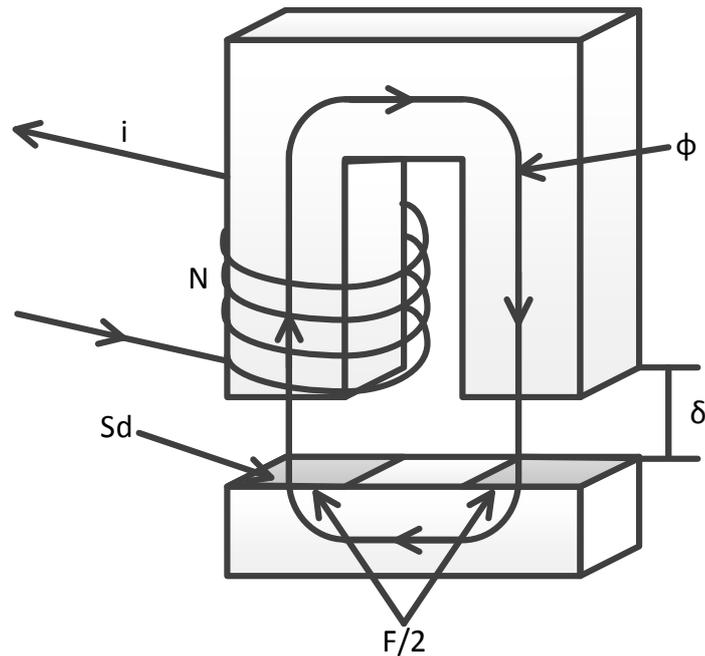


Figure 2-3 : Force magnétique appliqué par un électroaimant sur un objet à une distance δ

Ainsi, un aimant permanent détient une densité de flux résiduelle magnétique fixe, tandis qu'un électroaimant permet de contrôler la grandeur et la direction du champ magnétique.

Les phénomènes magnétiques sont utilisés dans plusieurs équipements, tels les transformateurs et les moteurs électriques. Dans ce projet de recherche, l'intérêt est porté sur l'utilisation d'un champ magnétique dans les systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie.

2.2 Système de stockage d'énergie par volant d'inertie (SSEVI)

Il existe plusieurs SSEs ayant leurs propres avantages et inconvénients. Certains sont utilisés pour leur volume d'énergie à emmagasiner. Par exemple, les SSEs hydrauliques peuvent emmagasiner une quantité d'énergie phénoménale, le tout en fonction du volume du bassin d'eau. Un autre critère peut être la mobilité. Par exemple, un banc de batterie est un SSE qui peut être transporté d'un endroit à un autre, tel une génératrice. De plus, la durée de vie d'un SSE est aussi une caractéristique importante. Des batteries lithium-ion auront un effet de vieillissement avant même d'atteindre 2000 cycles de charge et décharge [11]. Ensuite, un critère important est la densité d'énergie volumique. En effet, si l'espace est restreint, il est primordial d'avoir un SSE compact. De plus, le coût est toujours un critère de sélection. Les SSEs se classent en fonction du coût au kWh. Finalement, l'efficacité est une caractéristique

recherchée. Par exemple, le stockage sous forme d'hydrogène, effectué par le biais d'hydrolyse et de sa reconversion en électricité avec des piles à combustible, a une efficacité avoisinant 26% [12]. Il est possible avec d'autres SSEs d'obtenir un meilleur rendement.

2.2.1 Caractéristique des SSEVI

Les avantages des volants d'inertie sont les suivants : les SSEVIs sont des modules compacts. Ils peuvent être installés pratiquement n'importe où. La seule spécification requise au niveau de l'emplacement est une enceinte de sécurité. De plus, les SSEVIs ont un haut rendement énergétique. L'énergie est sous forme cinétique et est emmagasinée dans un disque en rotation. Afin de générer de l'électricité, le volant d'inertie sera couplé à un moteur électrique, aussi utilisé en génératrice. L'efficacité lors du transfert d'énergie sera déterminée par le rendement du moteur électrique et de l'électronique de puissance associée. Les moteurs électriques ont un rendement de 80% et plus selon leur configuration, ce qui rend les SSEVIs efficaces. Comme mentionné dans l'introduction du présent mémoire, les SSEVIs peuvent avoir un roulement à billes ou un palier magnétique. Lorsqu'un palier magnétique est utilisé, il est possible d'opérer le SSEVI à haute révolution avec des pertes par friction beaucoup plus faibles, ce qui ajoute au SSEVI avec palier magnétique une caractéristique de maintien de son énergie pour une période de temps plus élevée. Finalement, contrairement aux batteries qui subissent un effet de vieillissement, les SSEVI avec palier magnétique ont une durée de vie élevée. En effet, l'entretien le plus fréquent sur un SSEVI concerne ses roulements à billes. Étant donné que les roulements à billes sont remplacés, les SSEVIs avec palier magnétique ont une durée de vie évaluée à 50 000 cycles de charge et décharge sans dégradation des performances [13]. La Figure 2-4 représente les principaux composants d'un SSEVI.

2.2.2 Applications

Aujourd'hui, les SSEVIs sont même utilisés dans la course automobile. Il n'y a pas de moteur-générateur, mais dans les applications de courses, l'énergie au freinage est utilisée afin d'entraîner le volant d'inertie. Lorsque le véhicule accélère l'énergie cinétique accumulée dans le volant d'inertie est utilisée pour propulser le véhicule. Comme il a été dit précédemment, un SSEVI avec palier magnétique permet une haute efficacité due aux faibles pertes.

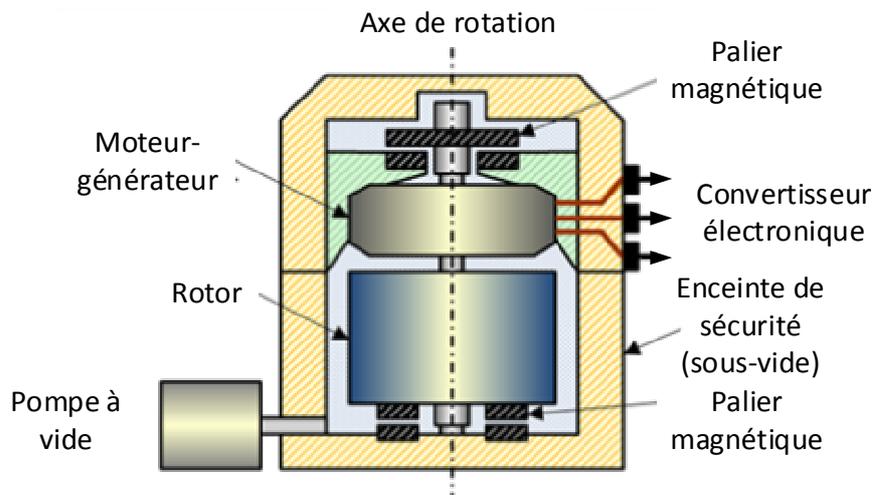


Figure 2-4 : Système de stockage d'énergie par volant d'inertie [14]

Par exemple, les satellites dans l'espace utilisent les volants d'inerties avec palier magnétique. Il est très onéreux d'envoyer un satellite dans l'espace. Donc, il faut assurer la plus longue durée de vie possible lors de l'envoi de satellite. Afin de minimiser la consommation énergétique du satellite, les volants d'inertie permettant au satellite de tourner autour de son axe utilisent des paliers magnétiques.

Une autre application pour les SSEVIs est aussi de régulariser la production électrique des éoliennes. Dans cette optique, une caractéristique visée serait un temps de charge/décharge à vide entre 12 et 24h. On quantifiera cette caractéristique par ce qu'il est convenu d'appeler le « temps d'autodécharge » du SSEVI. Donc le SSEVI serait chargé lors de vents forts et contribuerait à la demande lors de vents faibles. Des temps d'autodécharge des volants d'inertie qui seraient supérieurs à 24 heures ne sont pas envisageables avec des roulements à bille. Dans ce contexte, l'utilisation de SSEVI à paliers magnétiques est une voie d'étude très pertinente.

2.2.3 Principe de fonctionnement

(1) Le volant d'inertie

Le principe du volant d'inertie est d'accumuler de l'énergie sous forme cinétique à l'aide d'un disque en rotation. Les performances du volant d'inertie sont directement reliées au choix des matériaux en rotation et à la forme du volant. L'équation de l'énergie cinétique d'un corps en

rotation comprend la masse du volant et la vitesse circonférentielle comme variable. Afin d'augmenter l'énergie emmagasinée, il faut augmenter une des 2 variables. Typiquement, la forme du volant est un anneau ou un disque plein.

(2) Le moteur-générateur

Le moteur électrique permet d'entraîner le volant d'inertie. Lorsque le SSEVI doit générer de l'électricité pour compenser une demande, le moteur électrique devient un générateur. Ce composant est étroitement lié au rendement lors du transfert de l'énergie mécanique vers l'énergie électrique, et vice-versa. En plus de l'efficacité lors de la conversion d'énergie, le moteur-générateur doit minimiser les pertes à vide. Lorsque le disque est en rotation mais qu'aucun transfert énergétique n'est enclenché, les pertes dues à la rotation doivent être aussi faibles que possibles.

(3) L'enceinte de sécurité

Étant donné la vitesse à laquelle le disque tourne, il est nécessaire d'avoir une enceinte de sécurité au cas où un incident arriverait. L'enceinte de sécurité doit être conçue pour qu'elle puisse absorber l'énergie cinétique maximale emmagasinée dans le volant d'inertie. Ce critère assure la sécurité des personnes à proximité du SSEVI et pour protéger les équipements avoisinants. De plus, selon la vitesse de rotation, la friction de l'air peut devenir non-négligeable. Donc, en plus d'avoir une structure pour la protection, mettre cette enceinte sous vide diminue ou élimine les pertes par friction aérodynamique.

(4) Les paliers et les butées

Le sujet du présent mémoire est principalement au niveau des paliers et des butées. Ces derniers pourraient tous être des roulements à billes. Comme il a été discuté plus tôt, des roulements à billes génèrent beaucoup de pertes de friction et nécessitent de l'entretien. Ils sont principalement utilisés lors d'applications à basses vitesses. En changeant ces roulements à billes pour des paliers magnétiques, les SSEVIs permettent de maintenir leur énergie sur une longue période de temps, donc améliorer leur temps d'autodécharge.

2.3 Comparaison des SSEVIs avec roulements à billes et paliers magnétiques

Un volant d'inertie avec palier magnétique détient plusieurs avantages s'il est comparé à un volant d'inertie avec roulement à billes. Voici un tableau (Tableau 2-1) résumant les avantages et inconvénients

2.3.1 Entretien

Étant donné que le rotor lévite dans l'air, les pertes de friction dues au roulement à billes, qui se traduisent en chaleur et qui entraînent de l'usure sont éliminées. Un roulement à billes nécessite un entretien régulier. Plus le volant d'inertie tourne rapidement, plus le roulement à billes est sollicité, donc endommagé plus rapidement. Il doit rester lubrifié et le roulement doit être changé après un certain temps. La littérature indique que les systèmes à palier magnétique requièrent quasiment aucun entretien [15, 16].

Tableau 2-1 : Comparatif entre les roulements à bille et palier magnétique

<i>Volant d'inertie en SSE</i>	SSEVI avec roulement mécanique	SSEVI avec palier magnétique
<i>Avantage</i>	<ul style="list-style-type: none"> -Simple à utiliser -Simple à concevoir -Raideur de l'arbre élevé 	<ul style="list-style-type: none"> -La seule friction freinant le disque est la friction de l'air -Nécessite quasiment aucun entretien -Filtre les vibrations -Efficace dans des conditions/ environnement extrêmes -Efficace à haute rotation par minute
<i>Inconvénients</i>	<ul style="list-style-type: none"> -Beaucoup de perte par friction -Nécessite un entretien fréquent -Courte durée de vie 	<ul style="list-style-type: none"> -Complexe à utiliser -Complexe à concevoir -Consommation électrique nécessaire pour l'utiliser

2.3.2 Énergie stockée

Étant donné qu'il n'y a pas de perte de friction et d'usure, il sera possible, avec un palier magnétique, d'utiliser un volant d'inertie à haute vitesse. Il y a 2 facteurs modifiant la quantité d'énergie stockée dans un volant d'inertie magnétique : la vitesse de révolution et l'inertie [7]. L'équation suivante représente l'énergie cinétique emmagasinée dans un volant d'inertie en rotation.

$$E = \frac{1}{2} \omega^2 J \quad (2.4)$$

E : énergie stockée

ω : vitesse angulaire

J : moment d'inertie du volant

Par exemple, des systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie, lesquels incluent des paliers magnétiques, tournent à des vitesses de 30 000 RPM [17, 18] et même jusqu'à 60 000 RPM [19].

2.3.3 Environnement flexible

Dans un palier magnétique, l'asservissement du champ magnétique via le courant permet un contrôle sur la vibration et sur les instabilités pouvant subvenir sur le système. Un volant d'inertie avec palier magnétique peut opérer dans des conditions extrêmes. Par exemple, si la température est élevée ou très basse, le montage n'est pas limité par la température d'utilisation du lubrifiant par exemple. Il peut aussi être utilisé à toutes les pressions atmosphériques. Les paliers magnétiques sont souvent scellés sous vide afin d'éliminer les pertes de friction de l'air [20].

2.3.4 Configuration

Plusieurs configurations physiques de paliers magnétiques sont possibles pour parvenir à stabiliser le rotor en lévitation (6 degrés de liberté). En considérant le système de coordonnées de la Figure 2-5, un des degrés de liberté est la rotation axiale du rotor laquelle est entraînée par la machine électrique qui accélèrera ou ralentira le volant selon les besoins.

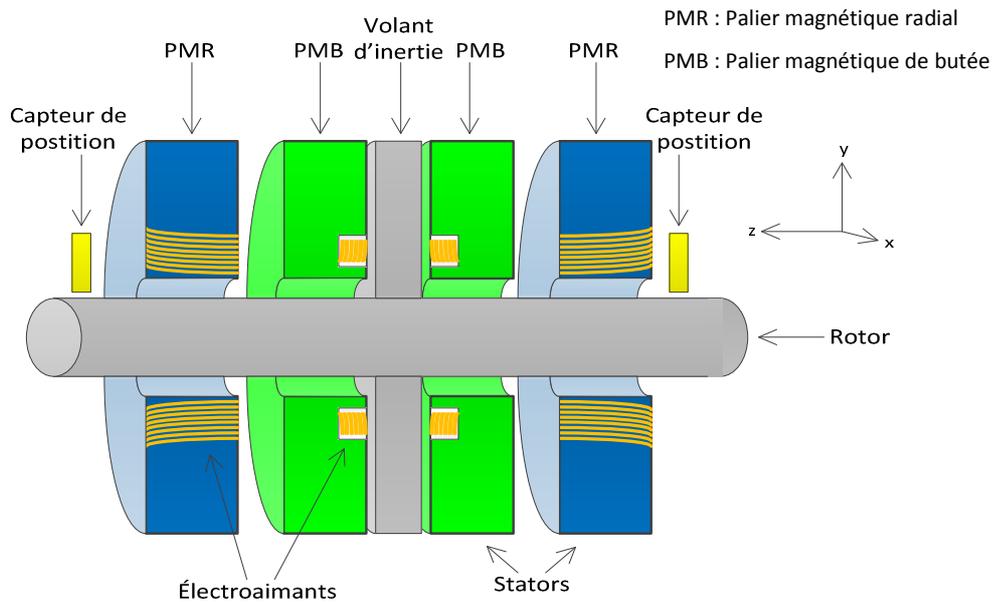


Figure 2-5 : Palier magnétique radial et de butée active

La configuration standard est 2 paliers magnétiques pour les rotations et translations radiales (axes x et y), et un palier de butée pour les translations axiales (axe z). Cela laisse donc 5 degrés de liberté qui seront asservis par les systèmes de paliers magnétiques.

(1) Exemple de configuration

Voici quelques exemples concrets de différentes configurations de palier magnétique :

1 : Afin d'économiser l'espace et abaisser le coût de production, un des paliers magnétiques est jumelé au palier de butée. Donc, avec cette configuration il y a un palier radial pour la partie supérieure du rotor et un palier radial/butée pour la partie inférieure [21] (Figure 2-6).

2 : Une structure rejoignant aimants permanents et supraconducteur est présentée à la Figure 2-7 [22]. Le moteur électrique est placé le plus bas possible afin d'abaisser le centre de masse. Le palier magnétique supraconducteur présenté à la Figure 2-7 contrôle le déplacement radial ainsi que le déplacement axial. Le haut du rotor est centré avec des aimants permanents pour avoir un système de refroidissement uniquement sur la section du bas. En plus des aimants permanents dans le palier magnétique passif (PMP), 4 aimants permanents sont ajoutés au rotor. Les aimants permanents sont installés pour que le rotor soit repoussé par le palier magnétique.

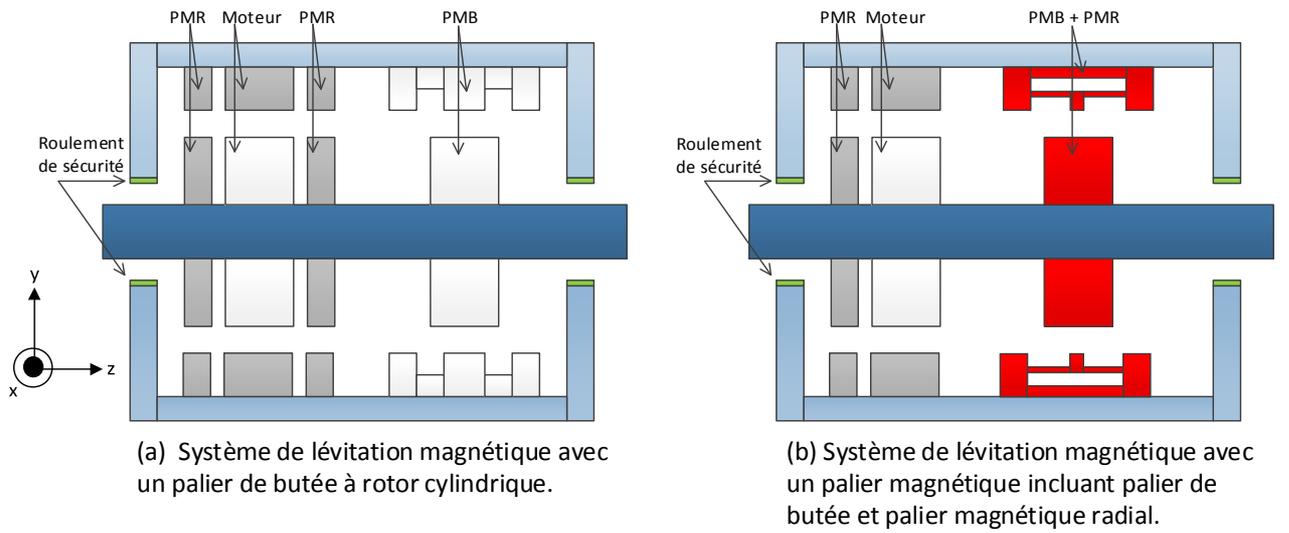


Figure 2-6 : Palier magnétique avec palier de butée et radial combiné [21]

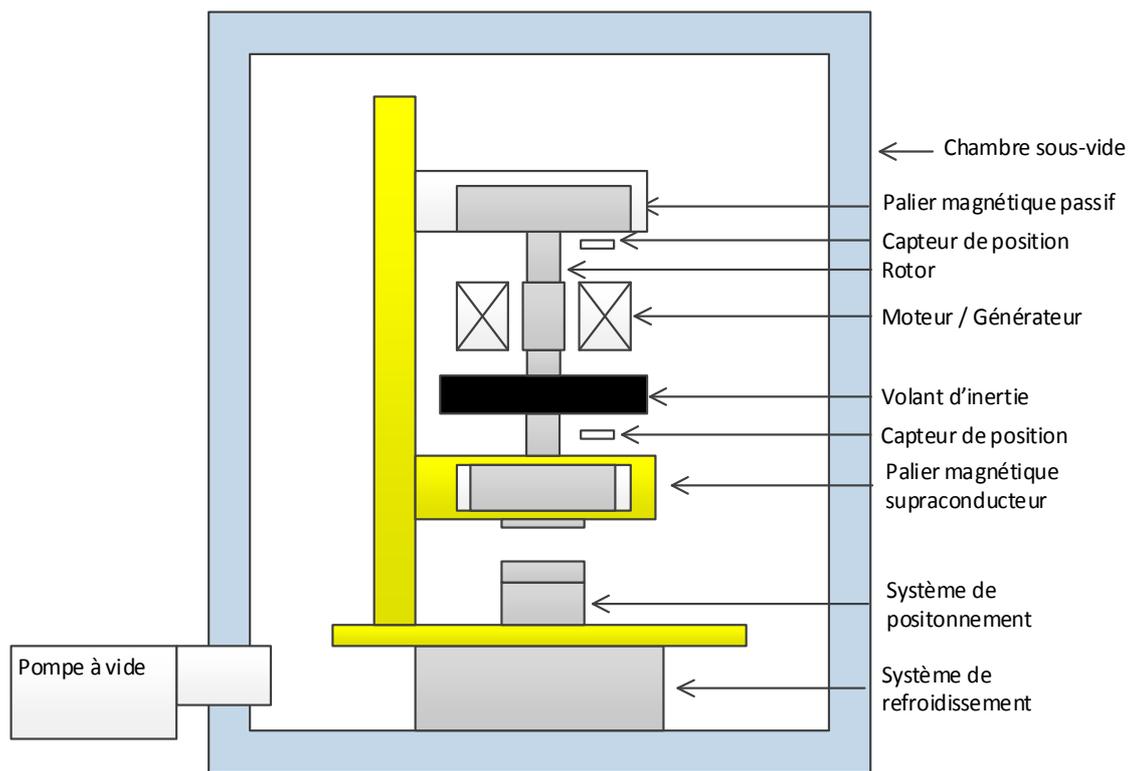


Figure 2-7 : Palier magnétique utilisant la supraconductivité [22]

La supraconductivité des matériaux élimine la résistance et permet le repoussement complet du champ magnétique. Si le rotor en lévitation est supraconducteur, le flux magnétique va contourner le rotor, donc le champ magnétique va envelopper le rotor. Ceci s'appelle l'effet Meissner. Cet état permet de stabiliser le palier magnétique sans loi de commande. Dans la littérature, beaucoup de paliers magnétiques passifs sont jumelés à la supraconductivité. La supraconductivité peut aussi être appliquée à l'électroaimant. Étant donné que la résistance du matériau devient quasiment nulle, il est possible de générer de forts champs magnétiques. Le désavantage est que pour atteindre l'état de la supraconductivité, il faut un système de refroidissement permettant d'atteindre des températures sous les -150 degrés Celsius. Ces installations sont très onéreuses à construire et à utiliser. De plus, elles doivent être utilisées de façon très sécuritaire. La supraconductivité est une technologie intéressante, mais pour l'instant elle est peu abordable. Dans ce mémoire, la supraconductivité ne sera pas utilisée à cause du coût et de la complexité d'un tel montage.

Plusieurs choix de conception sont possibles pour un volant d'inertie magnétique. Qu'il soit passif, actif ou hybride, chacun a des avantages. Le choix du type de palier magnétique doit être fait en fonction de l'utilisation et des critères de performance.

2.4 Palier magnétique

Il existe trois types de palier magnétique : le palier magnétique passif, actif et hybride.

Tableau 2-2: Comparatif entre les différents types de palier magnétique

Configuration	Description	Avantages	Inconvénients
<i>Passif</i>	- Composé d'aimants permanents	- Peu/aucune perte d'énergie	- Aucun contrôle de stabilité possible
<i>Actif</i>	- Composé d'électroaimants. Le champ magnétique peut être contrôlé.	- Contrôle de stabilité - Raideur élevée	- Consommation de courant
<i>Hybride</i>	- Composé d'aimants permanents et d'électroaimants. Un champ magnétique de polarisation est généré et les électro-aimants sont utilisés pour l'asservissement.	- Moins de courant consommé - Contrôle de stabilité	- Lourd - Plus complexe

2.4.1 Palier magnétique passif

Étant composé uniquement d'aimants permanents, le palier magnétique passif n'exige aucun entretien. Le système est très flexible en termes de volume et d'environnement, vu qu'il n'a pas besoin de circuit de contrôle. Plusieurs agencements d'aimants permanents ont été proposés dans la littérature. Un exemple est présenté à la Figure 2-8.

Toutefois, le palier magnétique passif (PMP) radial est instable et offre une faible raideur. Une utilisation plus adéquate à un palier magnétique passif est le palier de butée. Le palier de butée est le support axial d'un volant d'inertie. Lorsque ce dernier est un PMP, le poids du volant d'inertie applique une force contre la répulsion du palier de butée, la dynamique de ce dernier est similaire à celle d'une suspension. Bref, le PMP se stabilise en fonction du poids du volant d'inertie et de la force de répulsion.

2.4.2 Palier magnétique actif

Un palier magnétique actif est composé uniquement d'électroaimants. Étant donné qu'aucun aimant permanent n'est situé sur l'arbre, les électroaimants peuvent uniquement attirer le rotor [23]. La force d'attraction de l'équation (2.3) peut aussi être représentée comme suis

$$\Phi_i = B_\delta S_d = \mu_0 \frac{Ni}{2\delta} S_d \quad (2.5)$$

$$F_i = \frac{\Phi_i^2}{\mu_0 S_d} \quad (2.6)$$

Φ_i : flux magnétique de l'électroaimant i

μ_0 : perméabilité de l'air

F_i : force d'attraction de l'électroaimant i

S_d : section de l'extrémité de l'électroaimant

B_δ : induction magnétique dans l'entrefer.

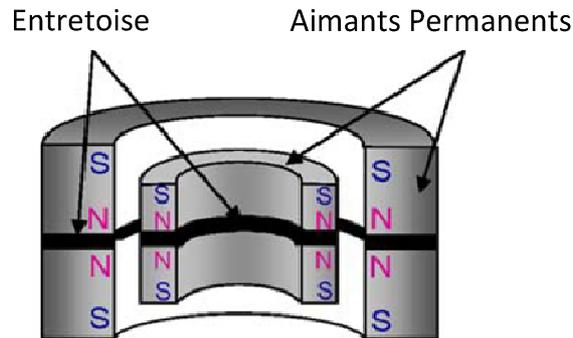


Figure 2-8 : Palier magnétique passif [22]

L'arbre centré est attiré vers la gauche par l'électroaimant 1 et vers la droite par l'électroaimant 2 (Figure 2-9). Une commande sur la position du rotor est nécessaire pour amener le système à la position centrée. Afin de linéariser l'équation de la force magnétique en fonction du courant, un courant de polarisation est envoyé dans les électroaimants afin de créer un flux magnétique constant [24]. Le courant de polarisation assure la raideur du centreur magnétique en tout temps. Ensuite, le courant de compensation permet de contrer les efforts auxquels le rotor est soumis. Ceci simplifie et améliore les performances de l'asservissement, car lorsque qu'une compensation est nécessaire le courant est déjà autour de son point d'opération et nécessite un léger ajustement pour contrer l'effort. Ce serait beaucoup plus long si le courant était de valeur nulle au départ. Par contre, étant donné qu'un courant constant est envoyé dans les électroaimants, le palier magnétique actif a une consommation énergétique en tout temps. Cette configuration est la plus énergivore des trois citées précédemment. Un avantage du palier magnétique actif est lors de l'assemblage. Aucun aimant permanent n'est présent, il n'y a donc pas de champ de polarisation lorsque le palier n'est pas alimenté. L'assemblage des composants est ainsi plus facile qu'une configuration passive ou hybride [9].

2.4.3 Palier magnétique hybride

Un palier magnétique hybride est composé d'aimants permanents et d'électroaimants. Le rotor ne contient pas d'aimants permanents. Les aimants permanents au stator appliquent un champ magnétique de base attirant l'arbre. Ensuite, les électroaimants vont modifier la force du champ de base pour garder le système centré.

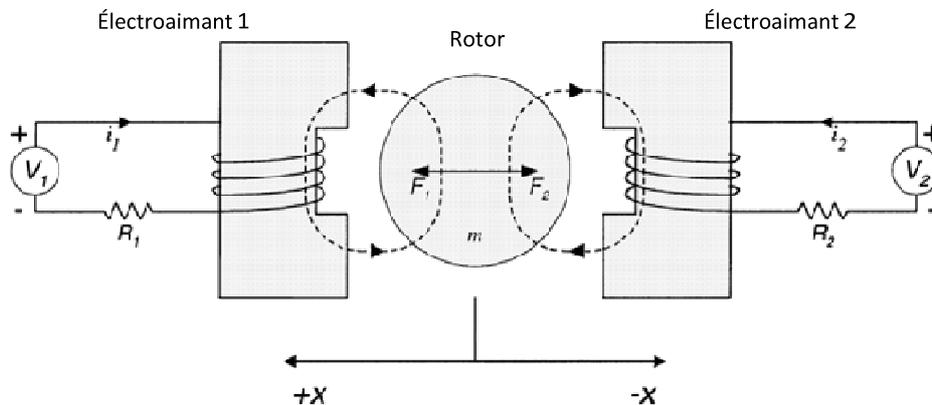


Figure 2-9 : Palier magnétique actif [23]

Par exemple, les électroaimants sur l'axe y (voir Figure 2-11) sont en série, mais connectés de façon à ce que leur champ magnétique soit inversé. Un palier magnétique hybride est plus complexe qu'un PM actif. Par contre, cette complexité diminue la consommation électrique du palier. Vu que les aimants permanents créent la polarisation, moins de force provenant des électroaimants est nécessaire. Étant donné qu'il y a moins de courant dans les électroaimants, moins d'énergie est consommée par le palier magnétique, donc moins de pertes. Le fait d'avoir moins de pertes diminue la quantité de chaleur générée par le système. Si le système est dans un endroit scellé sous vide, la chaleur est plus difficile à évacuer. Ceci est un avantage considérable pour adopter la configuration hybride. Finalement, les électroaimants sont plus petits, car l'appui des aimants permanents permet de fournir une puissance égale aux PMAs avec de petits électroaimants.

(1) Configuration hétéropolaire

Un palier magnétique hybride selon une configuration hétéropolaire nécessite seulement un stator, car le champ magnétique généré est toujours dans l'axe radial. La conception et la structure d'une configuration hétéropolaire est similaire à celle d'un moteur électrique. Comme la Figure 2-10 le démontre, la polarité du champ magnétique varie dans le plan rotationnel. Un palier magnétique hétéropolaire n'a qu'un seul stator.

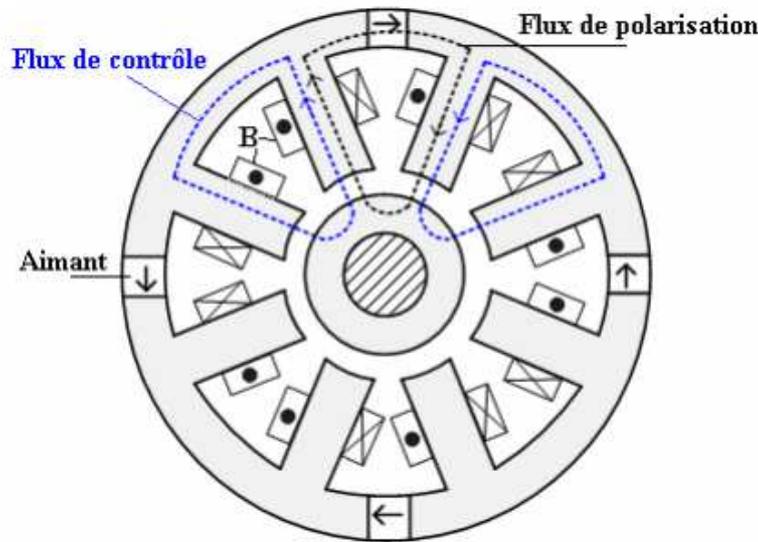


Figure 2-10 : Centreur magnétique hybride hétéropolaire [7]

Donc, vu que moins de matériel est nécessaire, cette configuration est généralement moins dispendieuse qu'une configuration homopolaire. Par contre, l'inversion du flux de polarisation lors du passage d'un pôle à l'autre augmente les pertes de fer par rapport à la configuration homopolaire. Aussi, étant donné que la perméabilité d'un aimant est proche de celle de l'air, plus de courant est nécessaire pour fournir une force donnée, sans oublier que la jonction faite avec un aimant permanent à chaque quart de stator peut engendrer une faiblesse structurelle.

(2) Configuration homopolaire

Un palier magnétique hybride avec une configuration homopolaire requiert 2 anneaux statoriques. Le principe de l'homopolaire est d'avoir un champ magnétique axial. En plus, comme la Figure 2-11 l'indique, la polarité des aimants permanents est homogène dans le plan rotationnel, ce qui réduit les pertes par hystérésis causé par le changement de direction du champ magnétique. La Figure 2-11 présente un palier magnétique hybride homopolaire constitué de 2 demi-stators.

2.4.4 Non-linéarité d'un palier magnétique

Peu importe la configuration du palier magnétique choisi, la conception, l'utilisation et l'asservissement de celui-ci est complexe. La force magnétique d'attraction appliquée au rotor est non-linéaire en fonction de la position de l'arbre et du courant lorsque des électroaimants sont utilisés.

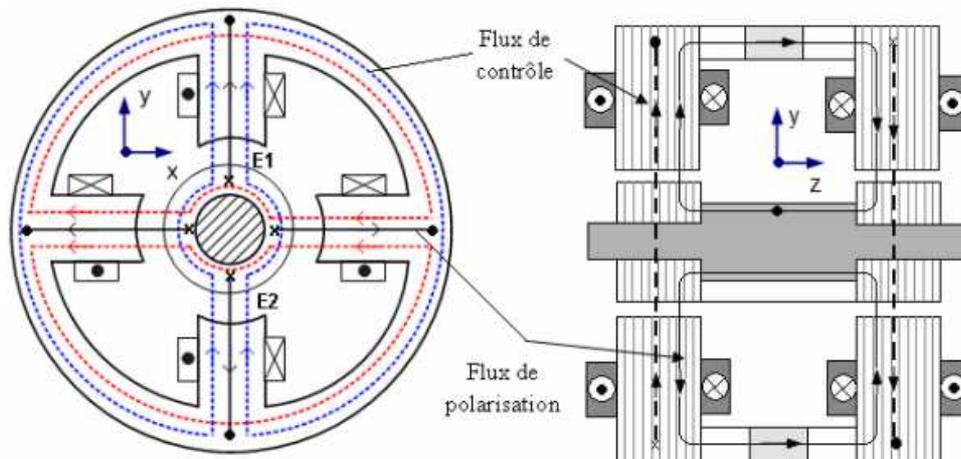


Figure 2-11 : Palier magnétique hybride homopolaire [7]

Les causes de la non-linéarité sont les suivantes. Premièrement l'entrefer, qui est la distance entre la dent du stator et le rotor varie. La force appliquée au rotor variera suivant le carré de l'entrefer. Aussi, la force variera suivant le carré du courant. Finalement, les délais des capteurs et la limitation en courant lors de l'implantation sur le montage expérimental nuisent à la linéarité du système.

Même si un avantage d'un palier magnétique est la flexibilité face aux perturbations grâce au système de commande sur les électroaimants, l'utilisation de palier magnétique ajoute de la complexité. Une simple boucle de rétroaction n'est peut-être pas suffisante dans certaines situations. L'ajout d'une commande adaptative pour que le palier magnétique s'adapte aux débalancements ou aux différentes dynamiques est possible. Par contre ces types de commande sont complexes. Les techniques d'asservissement seront traitées plus tard dans cet état de l'art

2.5 Thèse de Loïcq Bakay

Bakay [7] est un ancien étudiant au doctorat de *M. Dubois*. Le titre de sa thèse est le suivant : *dimensionnement et pertes dans un centreur magnétique guidant un volant d'inertie soumis à un balourd*. Sa thèse est une étude de 2 configurations de centreurs magnétiques, les centreurs magnétiques actifs de la Figure 2-12 et hybrides de la Figure 2-13. La thèse de *Bakay* [7] visait à démontrer que les pertes d'un centreur hybride sont inférieures à celles d'un centreur actif afin d'appuyer quelle configuration est la plus adaptée à un système de stockage d'énergie de longue durée.

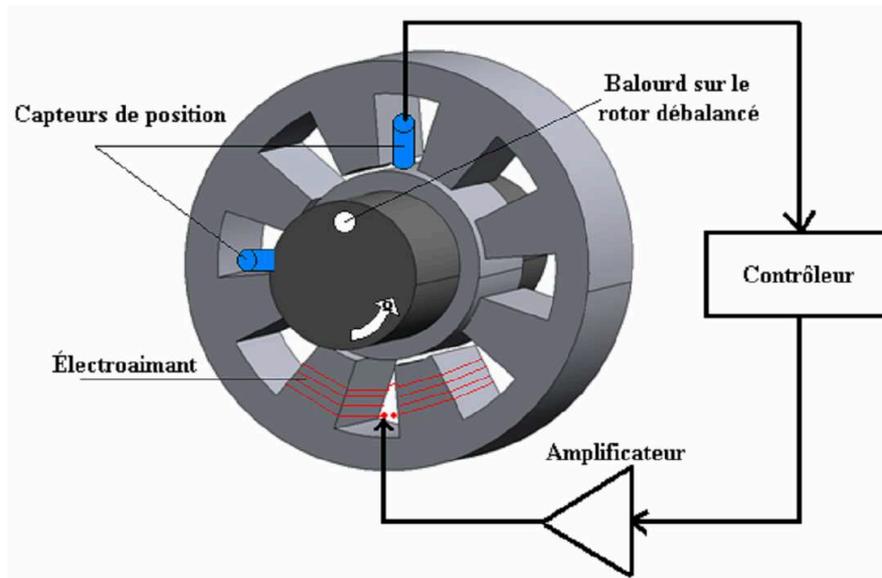


Figure 2-12: Centreur magnétique actif à 8 pôles supportant un rotor débalancé par un balourd [7]

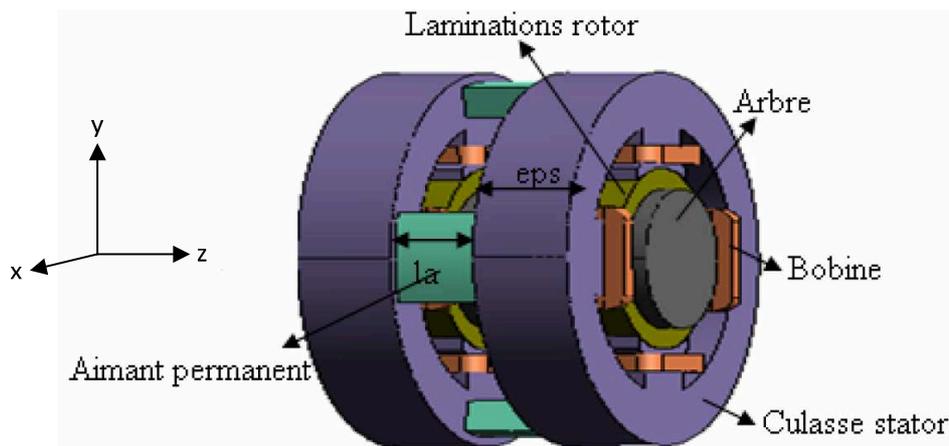


Figure 2-13 : Structure d'un palier magnétique hybride [7]

Le travail de *Bakay* a permis d'orienter l'objectif du présent mémoire vers l'asservissement d'un palier magnétique. Sans les objectifs de validation expérimentale de *Bakay*, il n'y aurait pas eu de banc de test disponible dès le début des travaux du présent projet de recherche. Plusieurs configurations de palier magnétique sont possibles. L'étude de ces différentes configurations, la conception d'un palier magnétique, sans oublier le montage expérimental, sont des étapes qui nécessitent énormément de temps. De plus, un palier magnétique ne comprend pas uniquement des anneaux statoriques et un rotor, il faut aussi de l'électronique de puissance. Tout ce matériel fut à disposition dès le commencement des travaux du présent

mémoire, ce qui permet d'entreprendre rapidement la conception de loi de commande pour ensuite les valider de façon expérimentale.

2.5.1 Conception de palier magnétique

Bakay [7] a modélisé les comportements magnétiques et les pertes par un ensemble de formules analytiques qui ont rendu possible l'optimisation des PMA et PMH en fonction des critères suivants :

1. temps de décharge (perte au niveau de la vitesse de rotation)
2. caractéristique Force-Courant
3. vitesse maximale en fonction de la masse du centreur
4. pertes en fonction de la vitesse de rotation
5. énergie maximale stockée.

Après avoir optimisé la conception d'un centreur pour une application donnée, *Bakay* a mis en place un banc de test avec un centreur magnétique hybride homopolaire afin de valider ses simulations (Figure 2-14).

2.5.2 Conclusion de M. Loïcq Bakay

Les résultats de la thèse de *Bakay* indiquent que la masse du palier actif est environ 2 fois plus faible que celle d'un palier hybride de force magnétique équivalente, étant donné que le PMH homopolaire nécessite 2 anneaux statoriques. Donc si l'application nécessite d'être optimisée au niveau de la masse, un PMA est avantageux. Par contre, le centreur hybride démontre ses avantages au niveau des pertes. Le palier magnétique actif prend environ 11.5 heures pour passer de 9000 RPM à 4500 RPM en rotation libre tandis que le PMH prend 99 heures. La conclusion est que pour des applications de SSE de longue durée, les PMH sont avantageux.

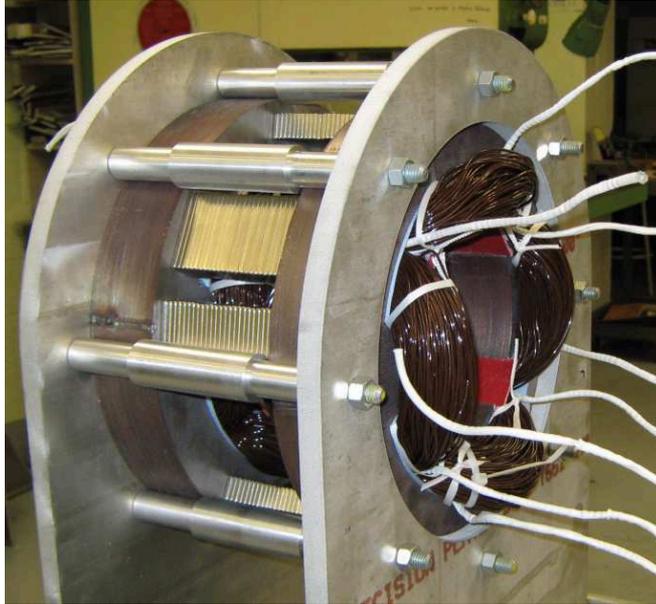


Figure 2-14 : Centreur magnétique hybride de M. Loïcq Bakay complet sur son support [7]

C'est basé sur ces résultats qu'il a été décidé d'entreprendre les travaux du projet de recherche, soit l'asservissement des centreurs hybrides homopolaires.

2.6 Asservissement

Maintenir l'arbre en lévitation s'avère une tâche difficile. La force d'attraction varie non-linéairement en fonction de l'entrefer et du courant appliqué. De plus, un palier magnétique hybride est un système instable.

L'arbre est attiré par chacun des électroaimants et des aimants permanents. Si l'arbre s'éloigne du centre, la force d'attraction des électroaimants et aimants permanents diminue rapidement lorsque l'entrefer augmente. Inversement, du côté où l'entrefer diminue, la force d'attraction des électroaimants et des aimants permanents augmente très rapidement. Donc, l'arbre est de plus en plus attiré hors de son axe. Le système ne peut pas être au point d'équilibre sans commande externe. Il est donc nécessaire d'avoir un système de correction rapide et efficace. Dans cette section, il y aura une revue des méthodes publiées et validées sur des PM (actif ou hybride) en plus d'un survol des méthodes de commande usuelles.

2.6.1 Boucle de rétroaction avec régulateur PID

La commande proportionnelle, intégrale et dérivée est le plus communément utilisée dans les boucles de rétroaction lorsque des systèmes linéaires doivent être asservis. La Figure 2-15

illustre une représentation en schéma-bloc typique des régulateurs PID. Ce type de commande est le plus simple sans nécessairement être le plus efficace et est principalement utilisé avec des systèmes linéaires.

Le principe de la commande PID est d'appliquer une commande au système qui soit proportionnelle à la valeur, à la dérivée et à l'intégrale de l'écart entre la consigne et la sortie. Voici les représentations mathématiques [25] :

$$G_c(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} + K_D s \quad (2.7)$$

$$G_c(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (2.8)$$

K_P : gain proportionnel

K_I : gain intégral

K_D : gain dérivé

T_I : constante de temps de l'intégrateur

T_D : constante de temps dérivé.

Le Tableau 2-3 résume l'impact de chaque gain sur le temps de montée, le dépassement maximal, le temps de stabilisation, l'erreur en régime permanent et la stabilité pour un système stable et linéaire en boucle fermée [26].

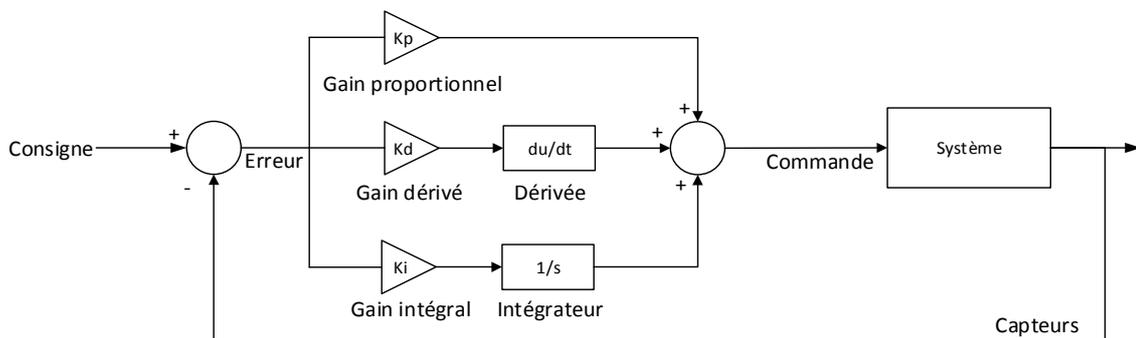


Figure 2-15 : Boucle de rétroaction PID

Tableau 2-3: Influence des gains proportionnel, intégral et dérivé

<i>Réponse en boucle fermée</i>	Temps de montée	Dépassement maximal	Temps de stabilisation	Erreur en régime permanent	Stabilité
<i>Augmentation du gain K_P</i>	Diminue	Augmente	Relatif au système	Diminue	Relatif au système
<i>Augmentation du gain K_I</i>	Petite diminution	Augmente	Augmente	Grande diminution	Dégradation
<i>Augmentation du gain K_D</i>	Petite diminution	Diminue	Diminue	Changement mineur	Amélioration

Des prototypes de volant d'inertie avec palier magnétique lesquels comprenaient une commande uniquement basée sur une boucle de rétroaction PID ont été mis en œuvre où l'asservissement a fonctionné avec succès [27]. Un autre article scientifique propose une solution adaptative avec 2 boucles de commande PID en parallèle [28]. La boucle de commande utilisée est choisie en fonction de l'état du système. Par exemple, si le rotor est très désaxé, la boucle PID utilisée aura des gains plus élevés afin de le rapprocher du centre rapidement. Par contre, lorsque le rotor est près du centre, une boucle sur-amortie sera utilisée afin d'être précis. Ce principe augmente l'efficacité et la précision du système. Bien que chacune des 2 boucles d'asservissement soit de nature linéaire, cette technique constitue effectivement une commande non-linéaire.

(1) PID en cascade

Un avantage des boucles de commande PIDs est qu'il est simple de les positionner en cascade afin d'asservir plusieurs variables. Donc, imbriquer une boucle de rétroaction PID dans une autre boucle de rétroaction PID est possible. Le résultat (Figure 2-16) est que la sortie du régulateur externe est l'entrée du régulateur interne. Ensuite, la sortie du régulateur interne est dirigée vers le système. Dans ce cas, chaque boucle de rétroaction nécessite son propre capteur afin de calculer l'erreur (Figure 2-16).

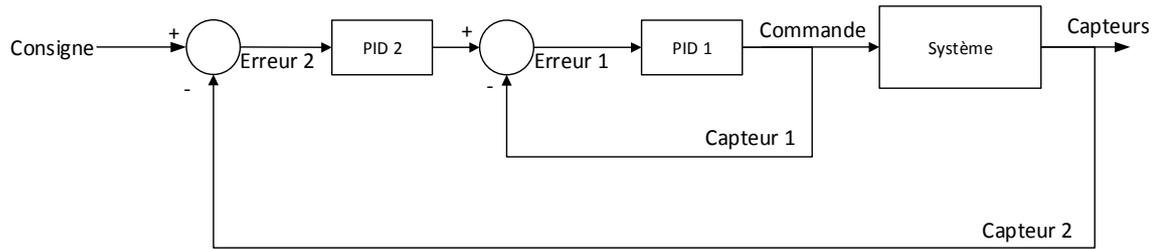


Figure 2-16 : 2 PIDs en cascades

Cette technique est particulièrement efficace lorsque la variable de la boucle interne se comporte différemment en fonction de l'état du système global. Par exemple, pour la commande du palier magnétique hybride de ce projet, la boucle de courant est imbriquée dans la boucle de position du PM. La position de l'arbre du PM peut influencer la valeur de courant en imposant des valeurs continues de courant, ce qui est conforme à la loi de Lenz, à laquelle est assujettie l'inductance formée par les enroulements du PM. La procédure standard afin de concevoir 2 commandes PID en cascade est de commencer par ajuster la boucle interne. Ensuite, la fonction de transfert de la boucle interne est utilisée pour ajuster la boucle externe. Avoir des systèmes de commande en cascade ne s'applique pas seulement au PID. *Huang et al* [29] ont fait des simulations de système en cascade basées sur des PID et sur la logique floue.

Un autre point intéressant de leur recherche est qu'ils ont utilisé un réseau en temps réel pour transférer l'information de leur capteur et de la commande à l'actuateur. Cette technologie est souvent utilisée dans les procédés industriels afin de simplifier l'entretien et réduire la quantité de câbles nécessaires à l'installation.

(2) Conception PD, PI, PID

Un régulateur proportionnel-dérivé est un cas spécial du régulateur avance de phase où le pôle est placé à moins l'infini dans le lieu des racines [30] :

$$G_c(s) = K_p + K_d s = K_p(1 + T_D s). \quad (2.9)$$

La conception du PD consiste à choisir l'emplacement du zéro afin de respecter les spécifications désirées dans le domaine temporel ou fréquentiel. Un régulateur PD permet d'augmenter les performances en régime transitoire mais la conséquence est qu'il ne permet pas de réduire une erreur en régime permanent.

Un régulateur proportionnel-intégral est un cas spécial du régulateur retard de phase où le pôle est placé à l'origine.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = K_p \left(1 + \frac{\left(\frac{1}{T_r}\right)}{s} \right) \quad (2.10)$$

Encore une fois, la conception du PI consiste à choisir l'emplacement du zéro afin de respecter les spécifications désirées dans le domaine temporel ou fréquentiel. Un régulateur PI permet de réduire l'erreur en régime permanent constante à zéro. Par contre, un PI dégrade la réponse transitoire.

Un régulateur proportionnel-intégral-dérivé combine les effets d'un PD et d'un PI. Il est possible de trouver un juste milieu en termes de performance dans le régime transitoire et le régime permanent avec un PID. L'équation représentant un PID a été présentée précédemment dans ce document (équations (2.7) et (2.8)). Étant donné qu'un régulateur PID a plus d'un zéro à positionner, les techniques de conception sont plus spécifiques. Les techniques les plus communes sont la méthode empirique de Ziegler-Nichols, la méthode analytique et l'essai et erreur.

2.6.2 Placement de pôles robustes

L'idée générale de placement de pôles robustes est de viser des performances harmonisant la stabilité, la rapidité et l'amortissement. Il faut connaître les pôles en boucle ouverte du système à compenser afin de pouvoir construire une commande avec des pôles robustes. Il n'existe pas qu'une seule méthode de placement de pôles robustes mais voici les principes généraux de cette technique [31] :

1. Les pôles instables de la boucle ouverte doivent être remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire en boucle fermée.
2. Les pôles complexes peu amortis de la boucle ouverte doivent être ramenés à l'amortissement spécifié en boucle fermée.
3. Les pôles trop lents en boucle ouverte doivent être éloignés de l'axe imaginaire.
4. Les pôles restants doivent demeurer inchangés en boucle fermée.
5. Un même pôle peut subir plusieurs transformations successives.

En suivant cette technique, les pôles du système et régulateur en boucle fermée doivent être à gauche de la zone délimitée par les lignes continues noires dans la Figure 2-17. Les lignes continues noires délimitent la zone où les pôles sont considérés suffisamment rapides et amortis.

2.6.3 Commande adaptative

Une commande adaptative inclut habituellement un régulateur qui s'ajuste en fonction de la variation des paramètres du système. Une autre utilisation d'une commande adaptative consiste à compenser un système aux paramètres inconnus. Un palier magnétique est un exemple de système pouvant utiliser une commande adaptative. Plusieurs techniques de régulation adaptative existent. Que ce soit en boucle de rétroaction ou en boucle d'anticipation, l'objectif et le mode de fonctionnement de la commande adaptative restent similaires. La différence dans le principe de fonctionnement d'une commande non-adaptative ou adaptative est représentée par les Figure 2-18 et Figure 2-19.

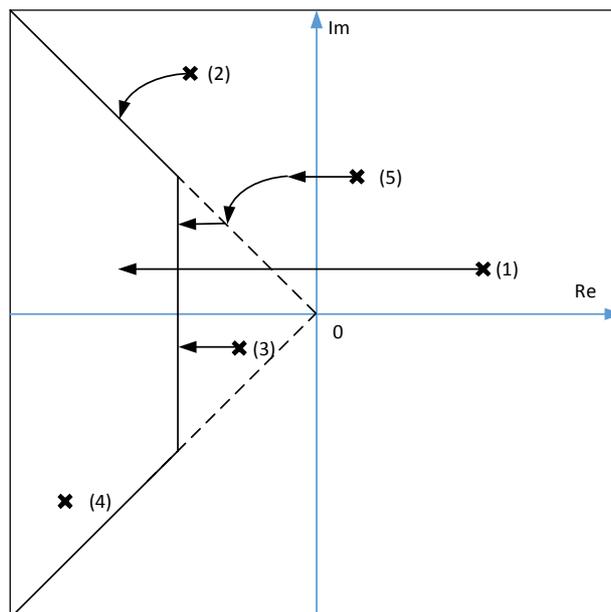


Figure 2-17 : Construction des pôles du régulateur à partir de ceux du système

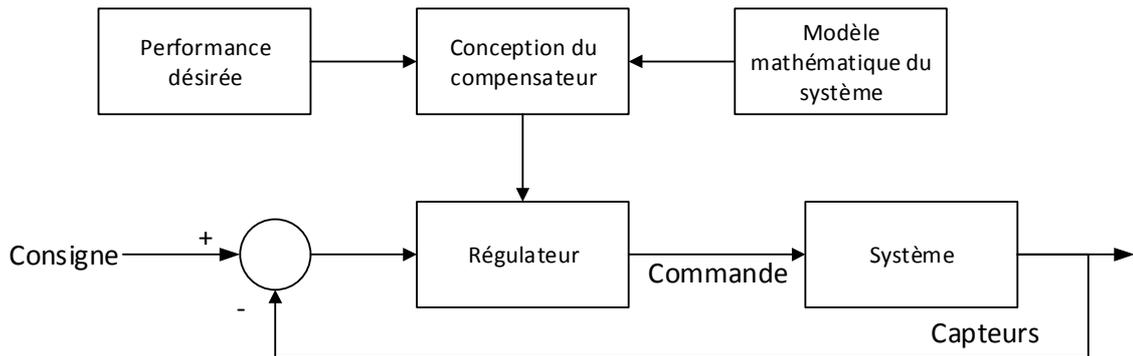


Figure 2-18 : Système avec commande non-adaptative

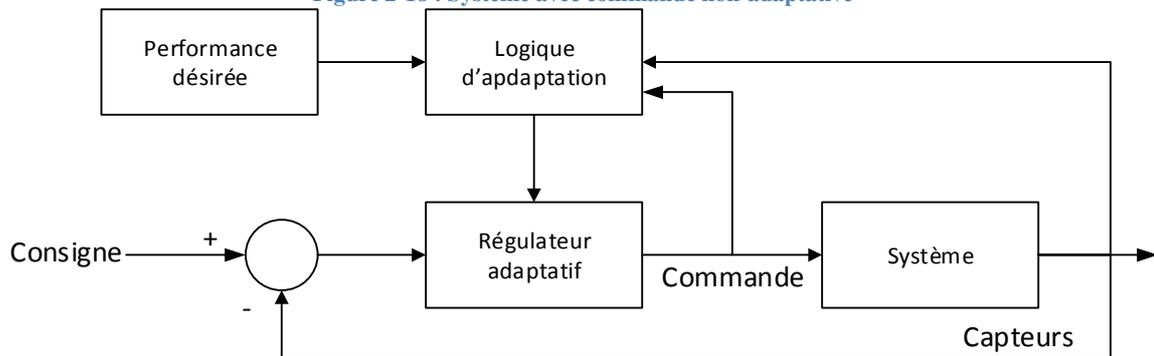


Figure 2-19 : Système avec commande adaptative

Knospe et al [32] présente des simulations et résultats de commande adaptative sur le débalancement d'un rotor d'un palier magnétique. Cet article utilise des commandes en boucle ouverte. Donc, afin d'offrir une commande adaptée au système, celle-ci est calculée en fonction de l'évolution du modèle mathématique du système à asservir. Cette technique nécessite que les caractéristiques du système soient connues d'avance. La difficulté majeure d'utiliser un système en boucle ouverte, donc n'ayant aucune rétroaction, est que si les paramètres du système changent le moindrement, la commande sera alors erronée. Bref, la commande envoyée au système n'atteindra pas l'état désiré et elle ne pourra pas remédier à la situation car il est en boucle ouverte. Par contre, si la commande en boucle ouverte est adaptative, les paramètres du système utilisés pour calculer la commande seront vérifiés de façon périodique afin de conserver une commande adéquate. La deuxième difficulté est qu'il faut être en mesure de caractériser les sources de vibration libre ou forcée. Étant donné qu'il n'y a pas de rétroaction, la loi de commande en boucle ouverte doit connaître les vibrations possibles afin de les filtrer. Une source de vibration est considérée caractérisable si le passé de celle-ci est représentatif du futur. Dans l'article de *Knospe et al* [32], la principale source de

vibration est la rotation du rotor qui génère une vibration de type sinusoïdale. Étant donné que cette vibration est périodique, donc que le passé est représentatif le futur, il est possible de filtrer celle-ci.

Cet article conclut qu'utiliser une commande adaptative afin de réduire la vibration due à la rotation permet de diminuer celle-ci de 98% dans l'utilisation d'un palier magnétique.

2.6.4 Commande par retour d'état avec un observateur d'état

L'ajout d'un observateur d'état permet de reconstruire le système à étudier et d'estimer les états futurs. Un observateur permet de remplacer un capteur physique par un capteur logiciel. Si une information est manquante dans un système, il est possible d'utiliser les capteurs disponibles pour estimer l'information désirée. Certaines variables physiques peuvent ne pas être aisément mesurables, comme par exemple le flux magnétique généré par l'enroulement d'un palier magnétique pourra difficilement être mesuré directement. Un observateur d'état permettra de l'estimer à partir des tensions et courants mesurés. Selon le chapitre 12 du livre de *Philippe de Larminat* [31], il existe plusieurs méthodes de reconstruction d'état. Le principe est toujours le même. Premièrement, il faut vérifier si les états sont observables. Ensuite, en utilisant les entrées et les sorties, il est possible de reconstruire le système et d'appliquer un retour d'état selon les estimations faites par l'observateur. À la Figure 2-20, on y voit le principe de fonctionnement d'un observateur d'état.

Wen Xinyu et al [33] a utilisé l'observateur d'état afin d'estimer les vibrations dues à un déséquilibre sur le rotor d'un PM. Il conclut que l'intégration d'un observateur d'état avec une loi de commande conventionnelle permet de rejeter les vibrations périodiques et d'assurer les performances dynamiques désirées pour un système non-linéaire naturellement instable.

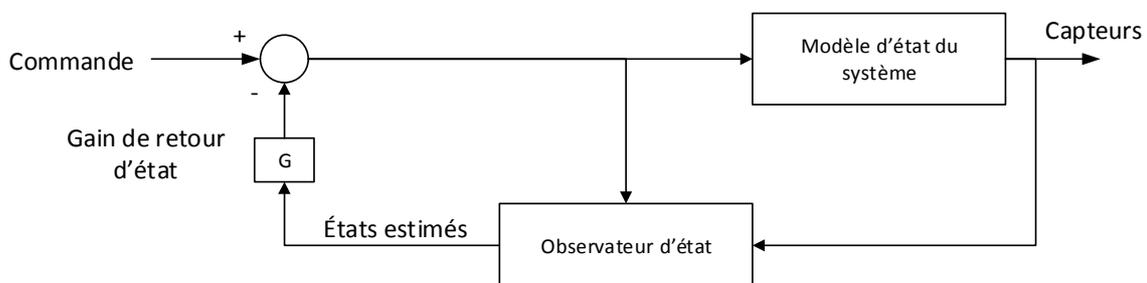


Figure 2-20 : Observateur d'état avec une commande par retour d'état

2.7 Conclusion

Un palier magnétique est un système instable et non-linéaire. Malgré ces difficultés, plusieurs articles jusqu'à ce jour démontrent qu'il est possible de stabiliser et d'utiliser cette technologie. Même si les paliers magnétiques actifs (PMA) sont plus documentés que les paliers magnétiques hybrides (PMH) et qu'ils sont déjà en production [34], la fonctionnalité des PMHs a aussi été prouvée.

Il est difficile de mettre un chiffre sur le ratio entre les études sur les PMA et les études sur les PMHs. Par contre, même dans des thèses effectuées sur les paliers magnétiques hybrides, les références proviennent d'expérimentation sur des paliers magnétiques actifs en grande majorité. Ceci est un indicatif qu'il y a très peu de référence sur les PMH aujourd'hui. Le présent mémoire apporte une contribution dans la littérature scientifique en apportant des données expérimentales sur le PMH homopolaire.

Plusieurs types de commande ont été présentés dans cette revue de littérature. Malgré les performances de commande adaptative tel un système de PID adaptatif, le choix pour le présent mémoire est d'utiliser une double boucle PID en cascade classique. L'objectif est de connaître les limites d'une commande PID classique pour un PMH homopolaire sans rotation axiale.

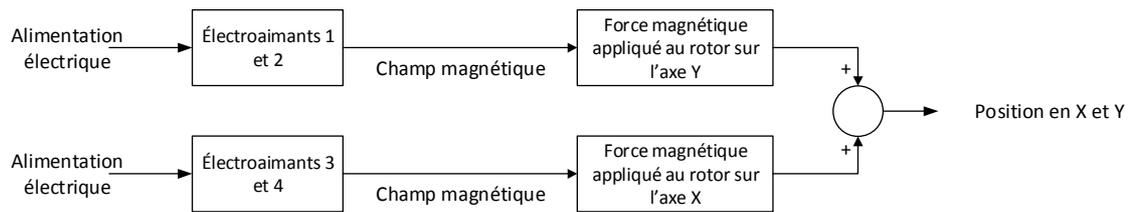


Figure 3-2 : Alimentation des électroaimants du PMH homopolaire

Tel que présenté à la Figure 3-1, un palier magnétique hybride est composé d'électroaimants et d'aimants permanents. Il est important de noter que les enroulements du demi-stator arrière ne sont pas illustrés à la Figure 3-1 par souci de ne pas trop charger le dessin. Lorsqu'une configuration homopolaire est adoptée pour un PMH, les aimants permanents sont positionnés axialement et localisés entre 2 anneaux statoriques identiques. Il faut porter une attention particulière au sens de l'induction magnétique lors de la disposition des aimants permanents. Il est important que l'aimantation des aimants permanents soit dans une même direction afin de respecter le champ de polarisation uniforme dans le plan rotationnel du stator.

Le présent chapitre porte sur la modélisation dynamique des forces magnétiques du palier magnétique hybride homopolaire conçu par *Bakay* [7]. Il est important d'obtenir un modèle mathématique représentatif du PMH homopolaire réel afin de concevoir et valider par simulation des lois de commande. On traitera d'abord la dérivation mathématique de la force magnétique appliquée au rotor en fonction du courant et de la position du rotor par rapport à l'axe de rotation de l'arbre. On utilisera ici l'entrefer comme variable de positionnement, soit la distance radiale entre le stator et le rotor. Cette étape est importante. Comme il a été présenté plus tôt dans ce mémoire, la formule de la force en fonction de l'entrefer et du courant est non-linéaire. Dériver cette équation permettra d'abord d'obtenir une formulation analytique non-linéaire à partir de la géométrie du palier. Puis, à partir de cette formulation non-linéaire, on pourra approximer une formulation linéarisée de la force magnétique autour d'un point d'opération. Le désavantage de cette technique est qu'une telle équation linéarisée devient de plus en plus erronée à mesure que le palier magnétique s'éloigne de son point d'opération. Par contre, l'avantage est que la loi de commande est grandement simplifiée. Lors de la linéarisation autour d'un point d'opération, on obtient la force magnétique de base à appliquer afin d'être à l'équilibre. Ensuite, la commande peut agir rapidement autour de ce point d'équilibre lorsqu'il y a une correction à apporter. Comme on le verra, la conception de

la loi de commande sera faite autour d'un tel point d'opération en utilisant une telle formulation linéarisée. Les chapitres subséquents s'attarderont à déterminer si ce procédé est utilisable et quelles en sont les limites.

Cette modélisation du palier magnétique se fera en 2 étapes. Les étapes sont d'abord de modéliser les champs magnétiques produits dans l'entrefer du palier puis de trouver l'équation reliant le courant dans les électroaimants à la force magnétique appliquée au rotor. Selon la disposition des électroaimants, un champ magnétique vertical (Y) et horizontal (X) sera généré. Le seul axe qui combat la gravité pour le prototype de ce mémoire est l'axe Y étant donné que l'arbre du rotor est disposé à l'horizontale. Comme on le verra plus loin, c'est une des hypothèses de travail de ce mémoire.

La section 3.2 porte sur l'équation de la force magnétique appliquée au rotor en fonction du courant et de l'entrefer. Cette section contient aussi le développement mathématique afin de linéariser l'équation autour d'un point d'opération. Ensuite, la section 3.3 est la modélisation électrique du palier magnétique. Cette section ne contient pas de dérivation car l'équation des électroaimants est déjà linéaire. Ensuite, la section 3.4 couvre les hypothèses posées pour ce mémoire et démontre la dynamique de l'équation linéaire et non-linéaire du palier magnétique en simulation. Les hypothèses sont importantes car elles simplifient la modélisation et la commande du PMH homopolaire. La section 3.5 présente comment identifier un modèle linéaire du palier magnétique avec *ToolIdent* pour ensuite comparer les résultats au modèle calculé dans les sections précédentes. La section 3.6 complète le chapitre 3 avec une conclusion.

3.2 Modélisation de la force magnétique sur l'arbre d'un palier hybride

Bakay [7] a représenté le modèle de la force magnétique appliquée au rotor par les électroaimants et les aimants permanents sur un axe. Pour ce faire, il a procédé en séparant l'induction magnétique dans l'entrefer créée par les électroaimants, soit $B_{\delta j}$, de celle créée par les aimants permanents $B_{\delta a}$. On assumera ici que le matériau ferromagnétique du stator n'est pas saturé, ce qui permettra d'obtenir les inductions $B_{\delta 1}$ et $B_{\delta 2}$ en sommant ou en soustrayant ces 2 composantes $B_{\delta j}$ et $B_{\delta a}$. Comme il a été mentionné plus tôt, les électroaimants sur un même axe seront alimentés en série mais les branchements seront inversés. Donc, par

exemple, lorsqu'un courant positif circulera dans l'électroaimant 1 (Figure 3-1), un courant négatif circulera dans l'électroaimant 2. Le même principe est appliqué aux électroaimants 3 et 4. De cette façon, l'induction magnétique dans l'entrefer de l'électroaimant 1 (δ_1 , Figure 3-3, Figure 3-4) sera la somme de $B_{\delta_{j1}}$ et $B_{\delta_{a1}}$.

$$B_{\delta_1} = B_{\delta_{a1}} + B_{\delta_{j1}} \quad (3.1)$$

À l'inverse, l'induction magnétique dans l'entrefer de l'électroaimant 2 (δ_2 , Figure 3-3, Figure 3-4) sera soustraite à celle des aimants permanents.

$$B_{\delta_2} = B_{\delta_{a2}} - B_{\delta_{j2}} \quad (3.2)$$

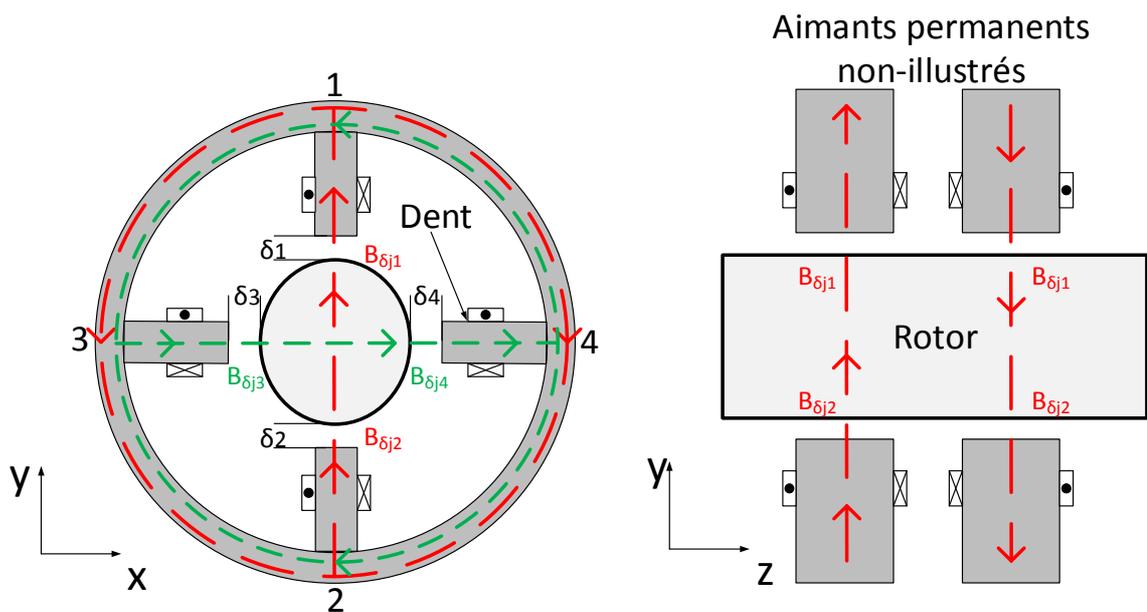


Figure 3-3 : Flux magnétique généré par les électroaimants seuls

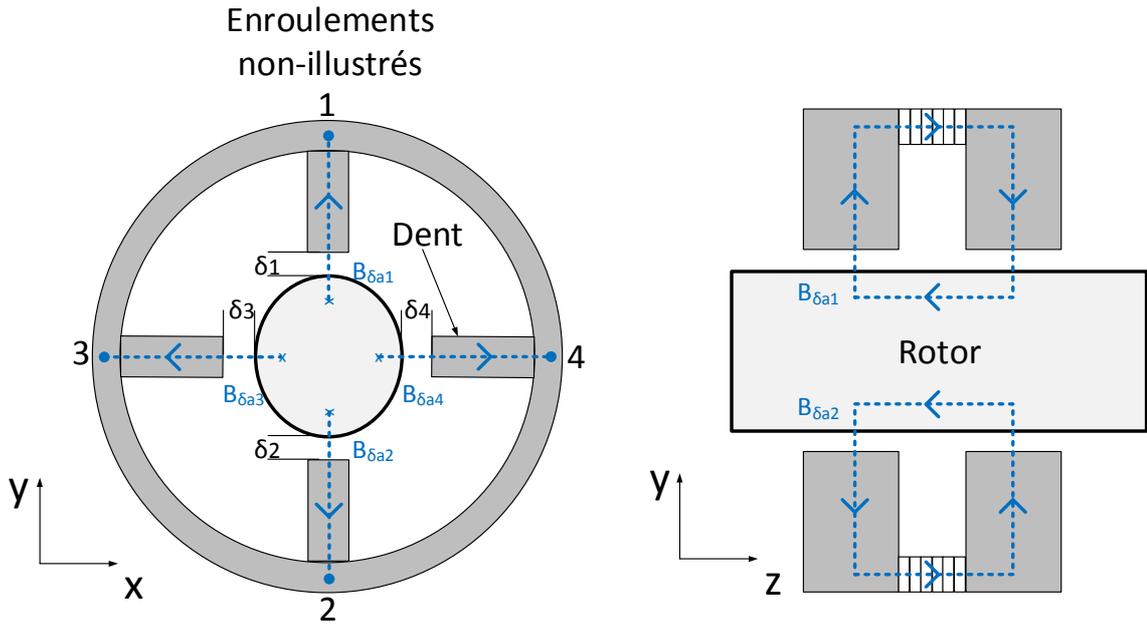


Figure 3-4 : Flux magnétique généré par les aimants permanents seuls

Cette manière de procéder permettra d'augmenter la force magnétique dans un entrefer, tout en diminuant la force dans l'autre entrefer situé sur le même axe et ce, en utilisant qu'un seul courant de contrôle pour un axe. On pourra aussi permuter les forces d'un entrefer à l'autre, en changeant la polarité du courant du contrôle.

Ensuite, *Bakay* [7] applique la méthode des travaux virtuels pour calculer la force sur un axe agissant sur le rotor entier.

$$F_y = \frac{S_d}{\mu_0} \left((B_{\delta a1} + B_{\delta j1})^2 - (B_{\delta a2} - B_{\delta j2})^2 \right) \quad (3.3)$$

$$F_x = \frac{S_d}{\mu_0} \left((B_{\delta a3} + B_{\delta j3})^2 - (B_{\delta a4} - B_{\delta j4})^2 \right)$$

F_y : Force magnétique appliquée sur le rotor dans la direction de l'axe Y

F_x : Force magnétique appliquée sur le rotor dans la direction de l'axe X

$B_{\delta a1}$: induction magnétique des aimants permanents de l'entrefer E1

$B_{\delta a2}$: induction magnétique des aimants permanents de l'entrefer E2

$B_{\delta j1}$: induction magnétique des électroaimants de l'entrefer E1

$B_{\delta j2}$: induction magnétique des électroaimants de l'entrefer E2

S_d : section normale au flux sous une dent (électroaimant)

C'est à partir de l'équation (3.3) que le développement mathématique sera ici différent de celui présenté par *Bakay* [7]. Dans la présentation des travaux de *Bakay* [7], il a été posé que l'entrefer de l'électroaimant 1 était égal à l'entrefer de l'électroaimant 2. La même hypothèse était appliquée pour les entrefers δ_3 et δ_4 . Cette hypothèse était utile pour le dimensionnement du palier. Toutefois, en ce qui concerne la commande élargie de ce dispositif on s'intéressera également à des cas qui s'éloignent des conditions de régime permanent, comme par exemple, une situation où le rotor est collé contre une des parois du stator. Un tel cas sera rencontré lors du démarrage du système. Ainsi, dans [7], l'entrefer est une constante et non une variable. Dans le présent mémoire, les entrefers δ_1 , δ_2 , δ_3 et δ_4 sont tous des variables. L'équation (3.3) n'est pas dans un format permettant la linéarisation. Les variables non-linéaires telles le courant et l'entrefer sont dissimulées dans l'induction magnétique des aimants permanents et des électroaimants. Afin de permettre la linéarisation, l'équation a été développée en isolant les termes importants. Ce développement est présenté à la section 3.2.1.

3.2.1 Équation de la force magnétique appliquée à l'arbre

Dans une perspective de commande du palier magnétique, il sera nécessaire d'exprimer F_x et F_y en fonction des variables, soit les courants i_x et i_y et les entrefers δ_x (δ_3 et δ_4) et δ_y (δ_1 et δ_2). On présente ici le développement de F_y en fonction de i_y et δ_y (δ_1 et δ_2) mais les mêmes formulations s'appliqueront pour F_x en fonction de i_x et δ_x (δ_3 et δ_4). La différence d'entrefer δ , lorsque le rotor est désaxé, entre 2 dents de même position (Figure 3-5), par exemple δ_1 pour les dents 1 de chaque demi-stators, est négligée. Ainsi, on réécrit l'équation (3.3) :

$$F_y = \frac{S_d}{\mu_0} \left((B_{\delta a1}^2 - B_{\delta a2}^2) + (2B_{\delta a1}B_{\delta j1} + 2B_{\delta a2}B_{\delta j2}) + (B_{\delta j1}^2 - B_{\delta j2}^2) \right) \quad (3.4)$$

Or, selon la loi d'Ampère, avec $\mu_{\text{fer}} = \infty$, en analysant la Figure 3-3 :

$$B_{\delta j1} = \frac{Ni_y}{\delta_1} \mu_0 \quad (3.5)$$

$$B_{\delta j2} = \frac{Ni_y}{\delta_2} \mu_0$$

et en appliquant la loi d'Ampère à la Figure 3-4 :

$$B_{\delta a1} = \frac{B_r l_a}{l_a k_{ea} + 2\delta_1} \quad (3.6)$$

$$B_{\delta a2} = \frac{B_r l_a}{l_a k_{ea} + 2\delta_2}$$

B_r : induction rémanente des aimants permanents

l_a : profondeur axiale des aimants permanents (Figure 3-5)

k_{ea} : rapport entre la section de la dent et la section des aimants permanents

N : nombre de spires autour d'un pôle

δ_1 : entrefer de l'électroaimant 1

δ_2 : entrefer de l'électroaimant 2

Les aimants permanents et les électroaimants partagent la même section de dent S_d . Pour faciliter le traitement mathématique, les trois termes de l'équation (3.4) sont remplacés par G_y , C_y et J_y .

$$F_y = \frac{S_d}{\mu_0} (G_y + C_y + J_y) \quad (3.7)$$

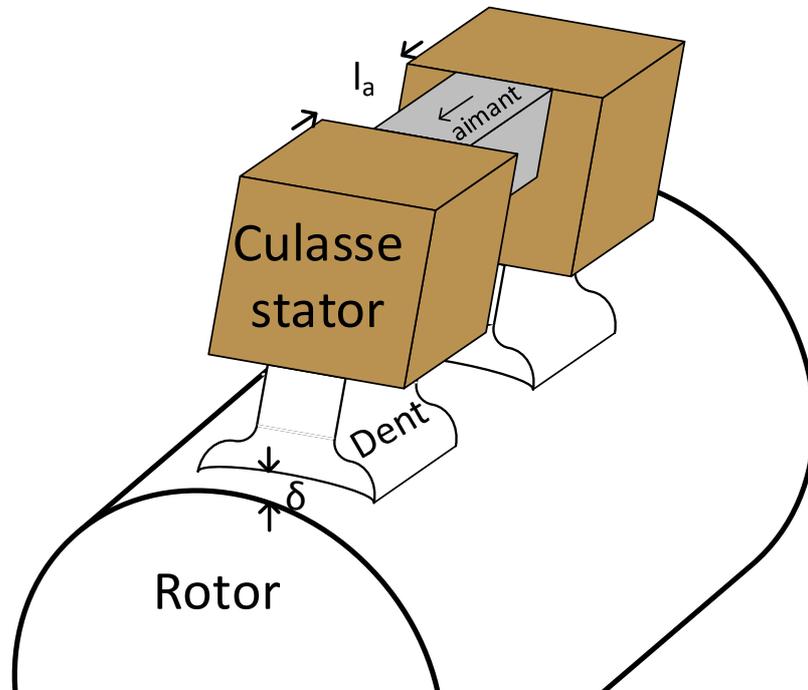


Figure 3-5 : Agrandissement sur une dent du palier magnétique hybride homopolaire.

où :

$$G_y = B_{\delta a1}^2 - B_{\delta a2}^2 \quad (3.8)$$

$$C_y = 2B_{\delta a1}B_{\delta j1} + 2B_{\delta a2}B_{\delta j2} \quad (3.9)$$

$$J_y = B_{\delta j1}^2 - B_{\delta j2}^2 \quad (3.10)$$

Jusqu'à maintenant, les 2 entrefers dans un axe (δ_1 et δ_2 pour l'axe des y) ont été considérés comme des variables indépendantes. En réalité, on aura

$$\delta_1 + \delta_2 = 2\delta_e \quad (3.11)$$

et

$$\delta_2 - \delta_1 = 2\delta_y \quad (3.12)$$

où δ_e est la valeur de l'entrefer lorsque le rotor est parfaitement centré, alors que δ_y représente l'écart de l'entrefer δ_1 par rapport à la position de centrage parfaite. Ainsi, on peut écrire

$$\delta_1 = \delta_e - \delta_y \quad (3.13)$$

$$\delta_2 = \delta_e + \delta_y \quad (3.14)$$

En insérant les équations (3.5), (3.6), (3.13) et (3.14) dans (3.8), (3.9) et (3.10), on obtient :

$$G_y = 8 \frac{(B_r l_a)^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e) \delta_y}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^2} \quad (3.15)$$

$$C_y = 4N\mu_0 B_r l_a i_y \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e) \delta_e + 2\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)} \quad (3.16)$$

$$J_y = 4N^2 \mu_0^2 i_y^2 \frac{\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (3.17)$$

Voici le résultat en insérant les équations (3.15), (3.16) et (3.17) dans (3.7) :

$$F_y = \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{-8k_2^2 k_3 \delta_y}{(k_3^2 - 4\delta_y^2)^2} + 2k_1 k_2 i_y \frac{2k_3 \delta_e + 4\delta_y^2}{(k_3^2 - 2\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)} - k_1^2 i_y^2 \frac{4\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \right) \quad (3.18)$$

$$k_1 = N\mu_0$$

$$k_2 = B_r l_a$$

$$k_3 = l_a k_{ea} + 2\delta_e$$

La non-linéarité du système est expliquée avec l'entrefer au carré dans les termes G, C et J et le courant qui est au carré dans le terme J.

3.2.2 Linéarisation

Afin d'obtenir l'expression linéaire, les dérivées partielles seront évaluées au point d'équilibre. Le point d'équilibre est différent d'un système à l'autre. Par exemple, dans le cas étudié dans ce mémoire, où l'arbre est disposé à l'horizontale, le rotor serait en équilibre pour l'axe des X seulement si ce dernier est balancé et positionné exactement au centre du PMH homopolaire, lui-même parfaitement symétrique. L'équilibre peut être défini pour tous les axes. Dans certains cas (X), l'entrée au système (force) est nulle, dans d'autre (Y) l'entrée doit être non nulle. Étant donné que l'axe vertical lutte contre la gravité, il faut appliquer un courant de polarisation constant dans les électroaimants afin de supporter la masse effective.

En inspectant attentivement les équations (3.7) et (3.15)-(3.18), on remarque que F_y , est une fonction de 2 variables, soit i_y et δ_y , alors que tous les autres paramètres contenus dans ces expressions sont des constantes géométriques ou physiques. On réécrit (3.7) sous la forme suivante :

$$F_y(i_y, \delta_y) = \frac{S_d}{\mu_0} [G_y(i_y, \delta_y) + C_y(i_y, \delta_y) + J_y(i_y, \delta_y)] \quad (3.19)$$

La linéarisation suivra la technique en 5 étapes. Premièrement, l'équation différentielle est spécifiée et l'équation à l'équilibre est obtenue en mettant à zéro les dérivées de l'équation différentielle :

$$m_{eff} \frac{d^2 \delta_y}{dt^2} = m_{eff} g - F_y(i_y, \delta_y) \quad (3.20)$$

$$m_{eff} \frac{d^2 \delta_y}{dt^2} = 0 \rightarrow m_{eff} g - F_y(\bar{i}_y, \bar{\delta}_y) = 0. \quad (3.21)$$

$\bar{\delta}_y$: déplacement fixe de l'entrefer spécifiant un point d'opération

\bar{i}_y : valeur fixe du courant spécifiant un point d'opération

m_{eff} : Masse effective à supporter par un palier magnétique

Ensuite, par approximation avec une série de Taylor des termes non linéaires, $F_y(i_y, \delta_y)$ devient :

$$F_y(i_y, \delta_y) = F_y(\bar{i}_y, \bar{\delta}_y) + \left. \frac{\partial F_y}{\partial i_y} \right|_{\delta_y=\bar{\delta}_y, i_y=\bar{i}_y} (i_y - \bar{i}_y) + \left. \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} \right|_{\delta_y=\bar{\delta}_y, i_y=\bar{i}_y} (\delta_y - \bar{\delta}_y) \quad (3.22)$$

En insérant (3.22) dans (3.20) l'équation devient :

$$m_{eff} \frac{d^2 \delta_y}{dt^2} = m_{eff} g - F_y(\bar{i}_y, \bar{\delta}_y) + \left. \frac{\partial F_y}{\partial i_y} \right|_{\delta_y=\bar{\delta}_y, i_y=\bar{i}_y} di_y + \left. \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} \right|_{\delta_y=\bar{\delta}_y, i_y=\bar{i}_y} d\delta_y \quad (3.23)$$

$$di_y = i_y - \bar{i}_y$$

$$d\delta_y = \delta_y - \bar{\delta}_y.$$

Finalement, l'équation à l'équilibre est soustraite pour obtenir :

$$m_{eff} \frac{d^2 \delta_y}{dt^2} = \frac{\partial F_y}{\partial i_y} di_y + \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} d\delta_y. \quad (3.24)$$

On résoudra l'expression (3.24) en extrayant les dérivées partielles des fonctions G_y , C_y , J_y par rapport à i_y et δ_y . L'annexe 1 présente le détail de la résolution de ces 6 dérivées. Les expressions finales sont données ici :

$$\frac{\partial G_y}{\partial i_y} = 0 \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial i_y} = 4N\mu_0 B_r l_a \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)} \quad (3.26)$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial i_y} = 8i_y N^2 \mu_0^2 \frac{\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (3.27)$$

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} = 8B_r^2 l_a^2 \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 + 12\delta_y^2)}{[(l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2]^3} \quad (3.28)$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} = 8N\mu_0 B_r l_a \delta_y i_y \frac{\delta_e (l_a k_{ea} + 2\delta_e)[(l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2 + 3\delta_e^2 - 8\delta_y^2] - 8\delta_y^4}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^2 (\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (3.29)$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial \delta_y} = 4N^2 \mu_0^2 i_y^2 \delta_e \frac{\delta_e^2 + 3\delta_y^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \quad (3.30)$$

Simplifications pour les cas $l_a k_{ea} \gg \delta_e$

Les expressions dérivées précédemment sont générales et exactes, tant que les hypothèses d'un stator magnétiquement insaturable et de perméabilité infinie sont vérifiées. Toutefois, on pourra simplifier l'écriture de ces expressions lorsque $l_a k_{ea} \gg \delta_e$, ce qui est habituellement le cas dans un palier magnétique hybride et homopolaire. En effet, l'épaisseur l_a (Figure 3-5) des aimants sera suffisamment grande, afin de garantir que le champ $B_{\delta a}$ de polarisation soit assez indépendant des variations de l'entrefer.

On pourra simplifier les expressions de la page précédente et les réunir, pour obtenir :

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} \cong \frac{4NS_d}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \left[\frac{B_r}{k_{ea}} (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(2\delta_e^2 + 2\delta_y^2)}{4\delta_e} + 2N\mu_0 i_y \delta_e \delta_y \right] \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} \cong & 4 \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{4B_r^2 \delta_e}{l_a k_{ea}^3} \frac{(l_a k_{ea} 4\delta_e + 12\delta_y)}{4\delta_e^3} \right. \\ & \left. + N\mu_0 i_y \delta_e \left[\frac{2B_r l_a \delta_y (\delta_e^2 - \delta_y^2) + k_{ea} N \mu_0 i_y (\delta_e^2 + 3\delta_y^2)}{k_{ea} (\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \right] \right) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Les détails de cette simplification sont présentés à l'annexe 1.

La force à l'équilibre F_{eqy} est le point où l'arbre du palier magnétique est en équilibre. Le point d'équilibre est lorsque la somme des forces appliquées sur le rotor est de 0 N et que l'arbre est centré, avec $\overline{\delta_y} = 0$.

$$F_{eqy} = \frac{S_d}{\mu_0} (G_{eqy} + C_{eqy} + J_{eqy}) \quad (3.33)$$

$$G_{eqy} = \frac{8(B_r l_a)^2 2\delta_e \overline{\delta_y}}{(2\delta_e^2 - 4\overline{\delta_y}^2)^2} = 0 \quad (3.34)$$

$$C_{eqy} = 4N\mu_0 B_r l_a \overline{l_y} \frac{2\delta_e^2 + 0}{(2\delta_e^2 - 0)(\delta_e^2 - 0)} \quad (3.35)$$

Donc

$$C_{eqy} = \frac{4N\mu_0 B_r l_a \overline{l_y}}{2\delta_e^2} \quad (3.36)$$

$$J_{eqy} = 4N^2 \mu_0^2 \overline{l_y}^2 \frac{\delta_e \overline{\delta_y}}{(\delta_e^2 - \overline{\delta_y}^2)^2} = 0 \quad (3.37)$$

F_{eqy} : Force magnétique verticale au point d'équilibre

G_{eqy} : G_y au point d'équilibre

C_{eqy} : C_y au point d'équilibre

J_{eqy} : J_y au point d'équilibre

En insérant les équations (3.33) à (3.37) dans (3.21), le courant constant $\overline{l_y}$ nécessaire est déduit :

$$m_{effective} g = \frac{S_d 4N\mu_0 B_r l_a \overline{l_y}}{\mu_0 2\delta_e^2} \quad (3.38)$$

$$\overline{l_y} = \frac{2m_{effective} g \delta_e^2}{4S_d N B_r l_a} \quad (3.39)$$

3.2.3 Analyse variationnelle de la force magnétique

On s'intéressera ici au comportement de la force magnétique à laquelle est assujetti l'arbre du palier magnétique, à la suite d'une variation di_y du courant appliqué ou d'une variation $d\delta_y$ de la position de cet arbre dans l'axe y .

Observations

On notera, à partir des expressions "simplifiées" de $\frac{\partial F_y}{\partial i_y}$ et $\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y}$ les observations suivantes :

Linéarité :

À la base, l'équation de F_y (équation (3.18)) était non-linéaire et cette non-linéarité sera présentée dans le Tableau 3-1 avec une analyse variationnelle.

Stabilité :

La dérivée partielle de F_y par rapport à δ_y soit $\left(\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y}\right)$ est positive (Tableau 3-1).

L'impact d'un changement de position de l'arbre sur la force d'attraction appliquée au rotor démontre des caractéristiques d'une rétroaction positive. Par conséquent, un palier magnétique hybride laissé à lui-même sera instable, i.e. qu'il ne pourra demeurer centré sans courant de compensation. Par ailleurs, on remarque que cette instabilité sera plus importante encore, lorsqu'un courant i_y sera présent, ce qui augmente encore la complexité de la compensation.

Exemple

De plus, le Tableau 3-1 présente le résultat de $\frac{\partial F_y}{\partial i_y}$ et $\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y}$ ainsi que F_y selon différentes valeurs de δ_y et i_y . Afin d'obtenir ces résultats, il était nécessaire de prendre un exemple de palier magnétique avec des dimensions précises. Le Tableau 3-2 présente les dimensions du palier magnétique hybride homopolaire utilisées pour les simulations. De plus, les dimensions présentées dans le Tableau 3-2 sont les valeurs réelles du palier magnétique qui est étudié dans ce mémoire. Le Tableau 3-1 démontre parfaitement la non-linéarité présente dans l'équation de la force magnétique du PMH homopolaire appliquée au rotor.

Tableau 3-1 : Force d'attraction magnétique en Newton appliqué au rotor en fonction de δ_y et i_y selon l'équation sous forme de variations infinitésimales du PMH homopolaire utilisé dans ce mémoire

$i_y [A]$	-2			0			2		
$\delta_y [mm]$	0	0,5	0,9	0	0,5	0,9	0	0,5	0,9
$\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} \left[\frac{kN}{mm} \right]$	0,66	0,463	255	0,026	0,026	0,026	0,66	0,484	378
$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} \left[\frac{kN}{A} \right]$	0,61	0,25	-12,6	0,61	0,814	3,24	0,68	1,38	19
$F_y [kN]$	-1,22	-1,05	9,34	0	13,4	24	1,22	2,21	22,2

Tableau 3-2 : Dimensions du palier magnétique utilisé pour les simulations

Variable	Valeur
Masse	100 kg
N	100 tours
S_d	0,0032 m ²
B_r	1,1 T
k_{ea}	2,25
l_a	0,077 m

3.3 Modélisation électrique du palier hybride

Afin de compléter le modèle dynamique du palier, il faut ajouter les électroaimants dans la simulation. Le palier magnétique du montage expérimental sera alimenté par une source de tension, d'où la nécessité de déterminer la fonction de transfert ayant comme entrée la tension appliquée aux électroaimants et comme sortie le courant circulant dans ces dernières. De plus, négliger les inductances engendrerait un manque d'information important au niveau de la dynamique du système complet. Les électroaimants vont ajouter un délai au niveau du courant. Ce délai ralentit la dynamique du PMH homopolaire. Afin d'assurer de bonnes performances, il est nécessaire de définir la fonction de transfert des électroaimants mettant en relation le courant comme sortie et la tension comme entrée. De cette façon, il est possible de mettre en place un régulateur qui compensera la dynamique des électroaimants. Ainsi, étant donné que la réponse des électroaimants sera beaucoup plus rapide que la dynamique du palier magnétique, celle-ci pourra être négligée lors de la conception de loi de commande.

L'équation représentant la tension aux bornes d'une inductance est la suivante :

$$V_y = R_y i_y + L_y \frac{di_y}{dt} \quad (3.40)$$

V_y : tension de l'axe Y

i_y : courant de l'axe Y

R_y : résistance de l'axe Y

L_y : inductance de l'axe Y.

Les 2 constantes nécessaires afin de compléter l'équation sont la résistance et la valeur d'inductance.

La résistance est simple à trouver. Il suffit d'utiliser les chartes afin d'obtenir la résistance du cuivre en fonction du calibre du câble utilisé. Ensuite, selon la longueur totale de câble des 4 électroaimants en série (un axe), on peut déduire la résistance avec l'équation (3.41) :

$$R_y = R_c * \left(\frac{Lg_c}{1000} \right) \quad (3.41)$$

Lg_c : Longueur de câble dans 4 électroaimants en mètre

R_c : Résistance du cuivre en ohm/km en fonction du calibre (rayon) du câble.

L'équation de l'inductance dans un circuit magnétique est la suivante :

$$L_y = \frac{N^2}{\mathcal{R}_y} \quad (3.42)$$

Le but est de calculer l'inductance sur un axe, donc 4 électroaimants en série. C'est pourquoi l'entrefer et le nombre de spires seront multipliés par 4 dans les équations :

$$\mathcal{R}_y = \frac{4\delta_e}{S_d \mu_0} \quad (3.43)$$

$$L_y = \frac{(4N)^2}{\mathcal{R}_y} \quad (3.44)$$

δ_e : entrefer à l'équilibre

S_d : surface d'une dent du stator

\mathcal{R}_y : reluctance de l'axe Y

μ_0 : perméabilité magnétique du vide

N : nombre de spires autour d'un pôle.

La reluctance du circuit magnétique, calculée avec (3.43) prend en compte la valeur de l'entrefer. En outre, l'inductance calculée avec les équations (3.43) et (3.44) prend en considération que le rotor est centré dans le palier magnétique, donc à l'équilibre. Si l'arbre du PMH homopolaire n'est pas centré, la valeur de l'inductance n'est pas modifiée car la longueur totale d'entrefer reste la même. Il est donc juste de considérer l'inductance des électroaimants comme une constante.

L'inductance du palier magnétique est représentée par une fonction de transfert ayant comme entrée une valeur en tension, et comme sortie une valeur en courant :

$$I_y(s) = \frac{V_y(s)}{L_y s + R_y} \quad (3.45)$$

$$\frac{I_y(s)}{V_y(s)} = \frac{1/R_y}{\left(\frac{L_y}{R_y}\right)s + 1} \quad (3.46)$$

3.4 Dynamique du modèle

Le modèle qui sera étudié pour le reste du chapitre 3 est présenté à la Figure 3-6.

L'objectif de cette section est de bien saisir le comportement du palier magnétique à l'aide d'une étude en boucle ouverte de ce dernier. Le système en boucle ouverte étudié sera constitué des électroaimants présentés dans la section 3.3 et de l'expression de la force magnétique en fonction du courant et de l'entrefer démontrée dans la section 3.2.

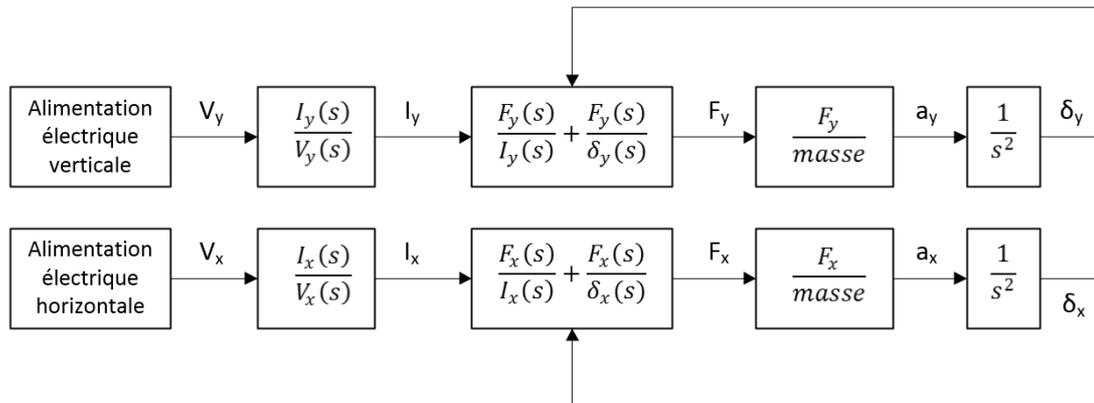


Figure 3-6 : Schéma-bloc du PMH homopolaire de l'alimentation électrique jusqu'à l'accélération du rotor

Cette section présentera le comportement du PMH homopolaire, donc le mouvement du rotor, lorsqu'aucune loi de commande sur la position n'est présente. En d'autres mots, plusieurs figures démontreront quelle est l'évolution de la position de l'arbre lorsqu'il est laissé à lui-même. Cette étude permet premièrement de valider si l'équation mathématique (3.24) représente un comportement attendu par un palier magnétique hybride homopolaire avant d'entreprendre la conception d'une loi de commande. Par exemple, on s'attend à ce que la position du rotor diverge de son point initial lorsqu'aucun régulateur n'est présent, étant donnée l'instabilité d'un PMH homopolaire. De plus, une comparaison du régime transitoire du modèle linéarisé et du modèle théorique réel des équations (3.24)-(3.30) peut démontrer la véracité du modèle linéaire.

Voici quelques hypothèses qui seront prises en considération lors de la modélisation et de la simulation du PMH :

1. la tension induite lors de mouvements du rotor est négligée;
2. l'arbre est considéré comme immobile au niveau de la rotation axiale.
3. La dynamique des électroaimants sera compensée par une boucle de courant

Lorsque l'arbre se déplace dans l'axe des X ou dans l'axe des Y, l'entrefer est modifié, ce qui apporte un changement sur le circuit magnétique de l'électroaimant. Le tout résulte en une tension induite dans les inductances, qui affectera ainsi le courant appliqué. Cette perturbation est négligée car, comme il sera présenté dans le chapitre 4, une boucle de rétroaction sera

ajoutée afin de réguler le courant. Même si un courant externe perturbe le système, la loi de commande sur le courant sera capable de conserver la valeur désirée.

Étant donné que l'asservissement se fait sur un arbre sans rotation, les moments angulaires dus à l'accélération et la décélération ne sont pas considérés. Cette hypothèse limite les débalancements possibles sur le rotor. Ce mémoire s'intéressera uniquement au cas d'un arbre statique sans rotation, en lévitation par champ magnétique. Comme il a été discuté dans le chapitre 2, le choix du sujet pour ce mémoire provient d'un intérêt envers les systèmes de stockage d'énergie par volant d'inertie. Il est certain que pour l'application finale, la rotation axiale de l'arbre devra être considérée. Sinon, la loi de commande ne pourra pas conserver la stabilité lors des accélérations de l'arbre. Ce mémoire consiste en une première étape de l'objectif finale du SSEVI. La dynamique en rotation est laissée pour des travaux ultérieurs.

Afin d'évaluer la dynamique du système, les modèles mathématiques selon les équations (3.7), (3.15-3.18) ainsi que les équations (3.31)-(3.37) ont été implantées dans *Simulink* (Figure 3-7). Encore une fois, il est nécessaire de donner des dimensions au palier magnétique afin de compléter les simulations. Les mêmes dimensions présentées dans le Tableau 3-2 sont utilisées dans cette section et pour le reste du mémoire.

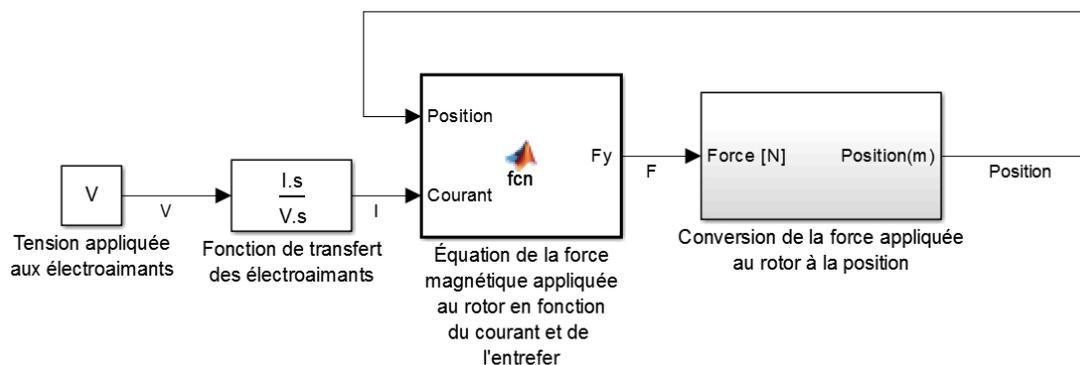


Figure 3-7 : Schéma *Simulink* du modèle mathématique du PMH homopolaire en boucle ouverte

La Figure 3-8 est la réponse transitoire sans échelon de l'arbre du PMH homopolaire au point d'équilibre. Les valeurs présentées dans la figure sont la position verticale et la force magnétique verticale appliquée au rotor. Les courbes des graphiques représentent le modèle linéarisé autour de $i_y = 1,609$ A et $\delta_y = 0$ mm et le modèle théorique réel des équations (3.24)-(3.30). Le graphique montre que le modèle linéaire et le modèle réel sont instables. Le courant à l'équilibre utilisé à la Figure 3-8 a été arrondi afin que la position de l'arbre diverge du point d'équilibre, ainsi permettant d'étudier la dynamique du palier magnétique.

Pour le système linéaire, la force maximale est de 1412 N, tandis que la force maximale pour l'équation non-linéaire est de 1 075 000 N. Le temps nécessaire à l'arbre afin d'atteindre le stator sans perturbation externe est de 12.5 ms pour le modèle linéaire et de 14 ms pour le modèle non-linéaire, ce qui est plutôt similaire.

Les résultats entre le système linéaire et non-linéaire sont similaires. Malgré l'énorme différence sur la force d'attraction lorsque le rotor est collé au stator, la zone d'opération sera toujours près du centre, $\delta_y = 0$ mm, du stator. La position du rotor entre les 2 modèles commence à diverger après $\delta_y = 0,2$ mm de déplacement. Ceci est considéré acceptable si le centrage est réalisé au préalable. Pour l'analyse de la position collée au stator, ce n'est plus acceptable. Dans le cas de ce mémoire, l'arbre du rotor sera déjà centré au démarrage de la loi de commande, donc l'arbre ne sera pas collé au stator. De plus, en état asservi, une distance de $\delta_y = 0,2$ mm ne sera pas dépassée.

La Figure 3-9 est la position horizontale, donc sans gravité. Étant donné que 0 A est appliqué et que l'arbre est exactement sur son point d'équilibre, il reste stable autant pour le modèle linéarisé autour de $i_x = 0$ A et $\delta_x = 0$ mm que le modèle réel.

Si la position initiale du rotor est légèrement déplacée (0,001 mm), l'arbre n'est plus sur son point d'équilibre donc sa position diverge (Figure 3-10). Sur la Figure 3-9 et Figure 3-10 les courbes d'équations linéaire et non-linéaire sont superposées. Ceci explique pourquoi la courbe non-linéaire semble absente.

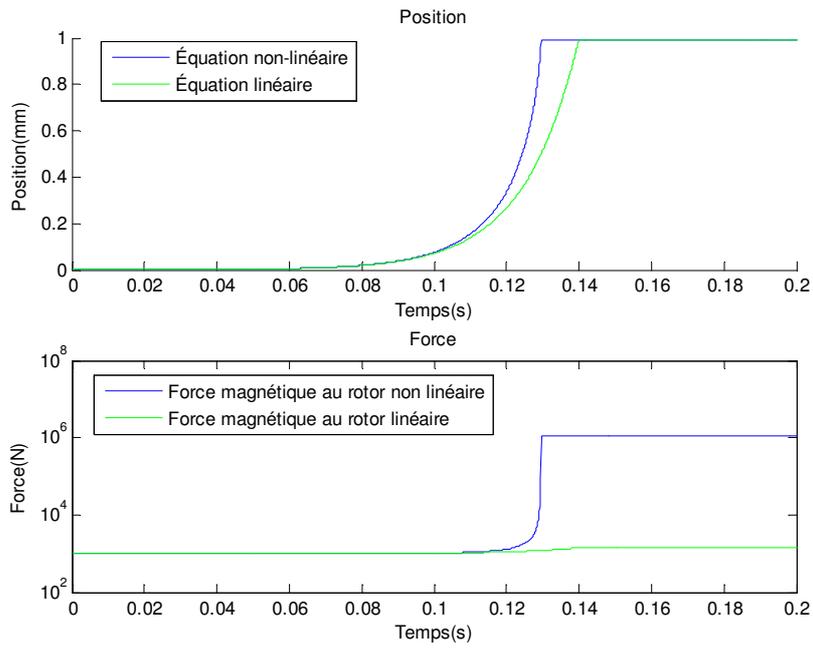


Figure 3-8 : Comparatif des modèles linéaire et non linéaires sur l'axe vertical sans correcteur

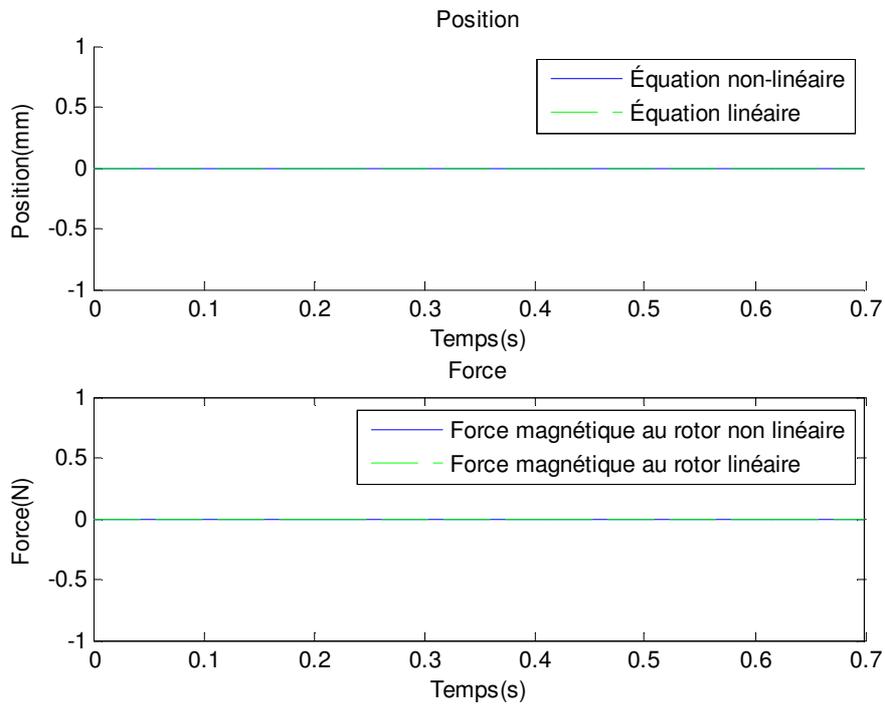


Figure 3-9 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaires sur l'axe horizontal sans correcteur

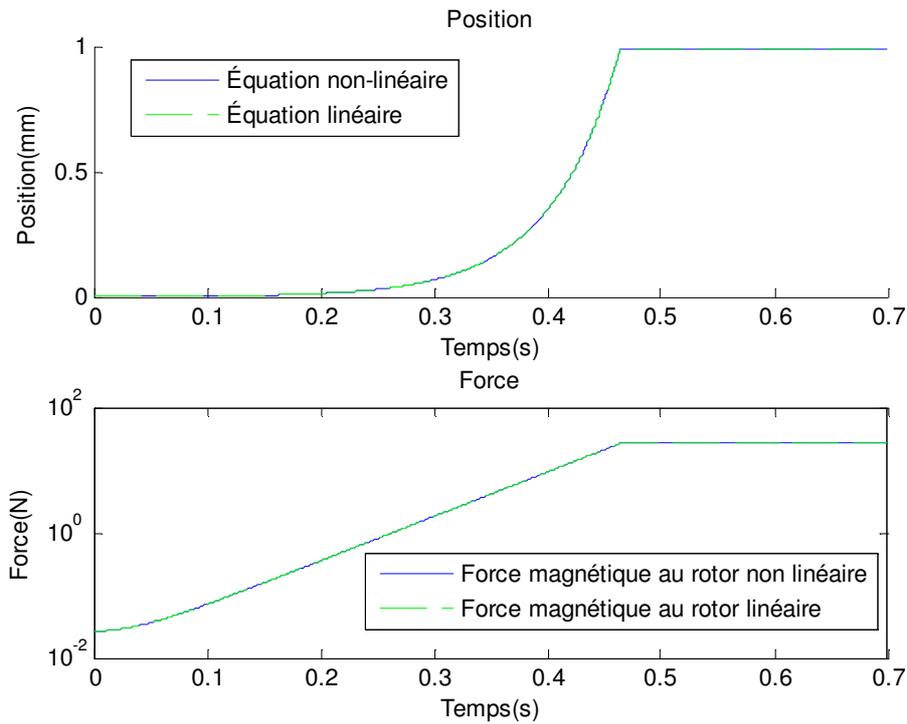


Figure 3-10 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaire sur l'axe horizontal sans correcteur lorsque l'arbre n'est pas sur son point d'équilibre

Les résultats entre l'équation linéaire et non-linéaire à l'horizontale sont pratiquement identiques. Par contre si un courant constant est appliqué (Figure 3-11), la non-linéarité est de plus en plus forte. Par exemple, la force appliquée au rotor pour le système linéaire sature à 792 N tandis que le système non-linéaire atteint 426 000 N pour un courant constant de 1A. Cette variation démontre l'effet non-linéaire de la position et du courant.

En utilisant un modèle d'état, il a été possible de trouver la fonction de transfert de la force appliquée au rotor linéarisée autour de $i_y = 1,609 A$ et $\delta_y = 0 mm$ et $i_x = 0 A$ et $\delta_x = 0 mm$ du PMH homopolaire utilisé dans ce mémoire. Les variables étaient les suivantes :

Entrée : Courant appliqué aux électroaimants

Sortie : Position de l'arbre

Variation d'état : position et vitesse de l'arbre

La fonction de transfert verticale obtenue par le modèle d'état utilisant les variables identifiées plus haut est la suivante :

$$\frac{6,09}{s^2 - 4368} \quad (3.47)$$

ainsi que la fonction de transfert horizontale :

$$\frac{6,09}{s^2 - 267,3} \quad (3.48)$$

Le lieu des racines de la fonction de transfert verticale (Figure 3-12) indique qu'il y a un pôle à droite de l'axe imaginaire. Ce résultat était attendu. En effet, le pôle à droite de l'axe imaginaire confirme que le PMH décrit par la fonction de transfert (3.47) est instable. Les pôles sont situés à $\pm 66,09$ sur l'axe des réels du lieu des racines pour la fonction de transfert verticale et à $\pm 16,35$ pour l'horizontale.

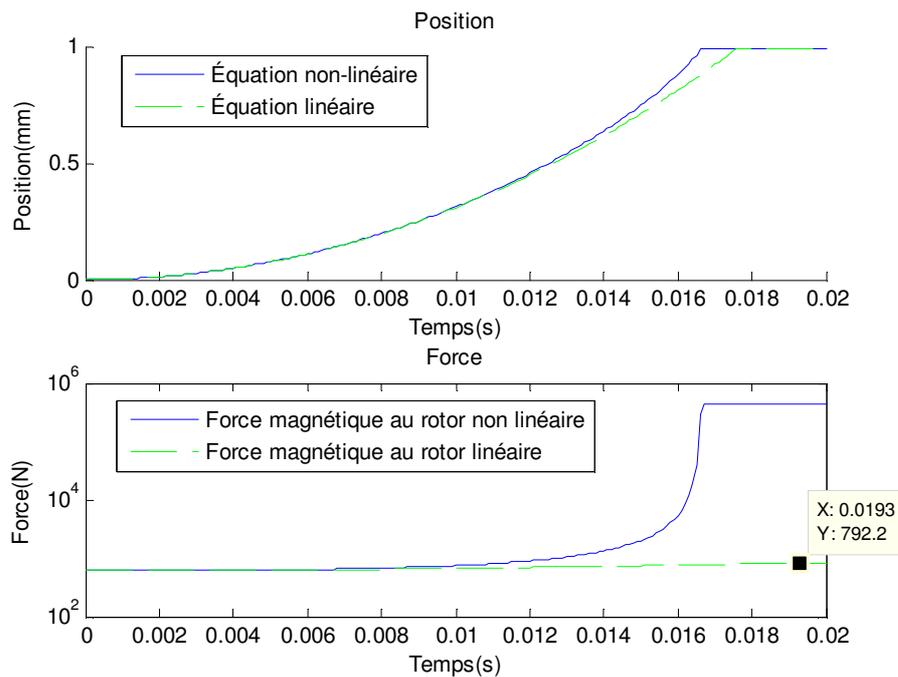


Figure 3-11 : Comparatif des modèles linéaire et non-linéaires sur l'axe horizontal sans correcteur lorsqu'un courant est appliqué

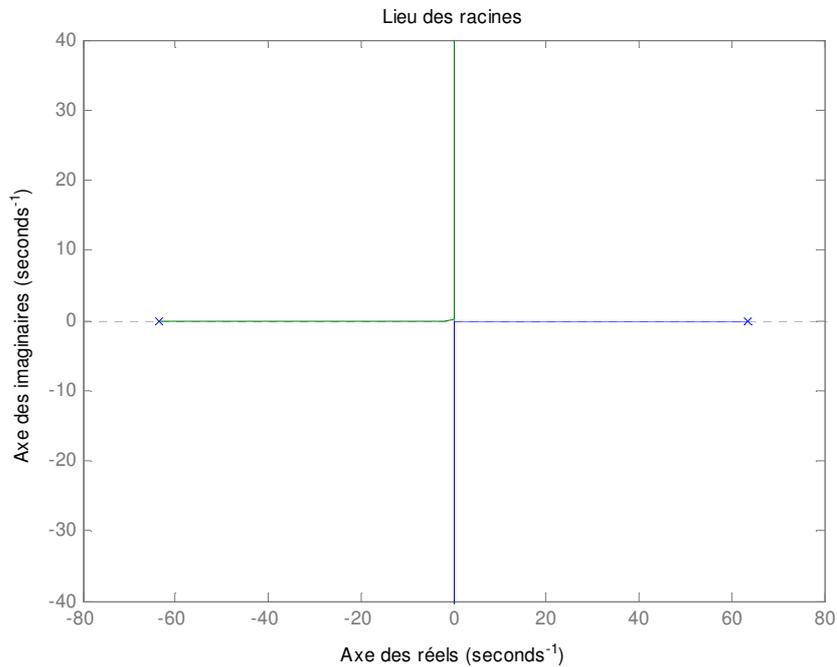


Figure 3-12 : Lieu des racines de la fonction de transfert verticale calculée théoriquement

3.5 Identification du système

Afin de valider une deuxième fois que le modèle linéaire est adéquat, un autre modèle linéaire fut identifié à l'aide de l'outil *ToolIdent* de MATLAB^{MC} et du modèle réel.

Pour ce faire, le modèle non-linéaire sera excité en boucle ouverte par un signal aléatoire variant autour du point d'opération. Pendant un court instant, l'arbre oscillera autour du point d'équilibre. Cette période sera utilisée pour l'identification avec l'extension *ToolIdent*. Si les échantillons pour identifier le système ne représentent pas la dynamique du système, par exemple lorsque l'arbre se colle à une paroi, l'identification avec *ToolIdent* ne serait pas possible. Cette extension est bien connue pour donner des résultats linéaires. L'objectif est donc d'obtenir un modèle linéaire similaire à celui calculé à la main.

La démarche démontrée dans cette section a été appliquée pour identifier la fonction de transfert à la verticale. La même démarche a été par la suite appliquée afin d'identifier la fonction de transfert horizontale. Afin d'éviter une répétition non nécessaire, seulement la démarche à la verticale est présentée, mais tous les résultats importants seront indiqués.

La Figure 3-13 est le signal d'excitation autour du courant constant ainsi que le résultat sur la position de l'arbre du palier magnétique. Afin de prendre des données stables, la fenêtre choisie est de 0 à 0,3 seconde. Ensuite, les données (rouge) sont traitées par *ToolIdent*. Avant l'identification, un traitement afin de retirer la moyenne et de séparer en 2 sections les données est effectué (Figure 3-14). Le principe est d'identifier la fonction de transfert reliant l'entrée et la sortie de la première section des données (noire) et de valider l'identification sur la deuxième section (verte).

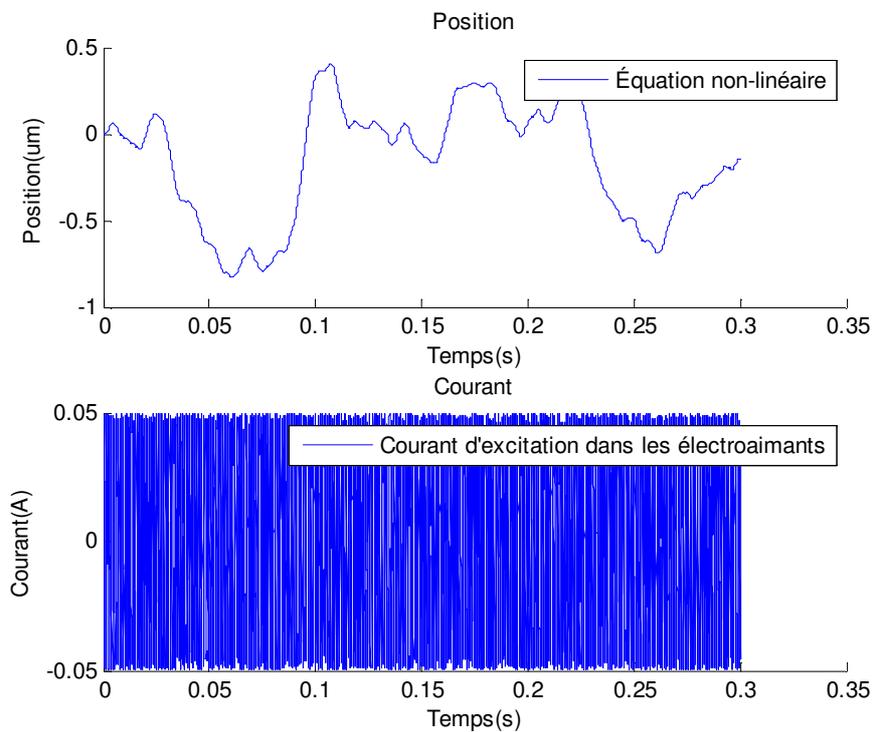


Figure 3-13 : PMH homopolaire stable avec un courant d'excitation aléatoire de 50mA

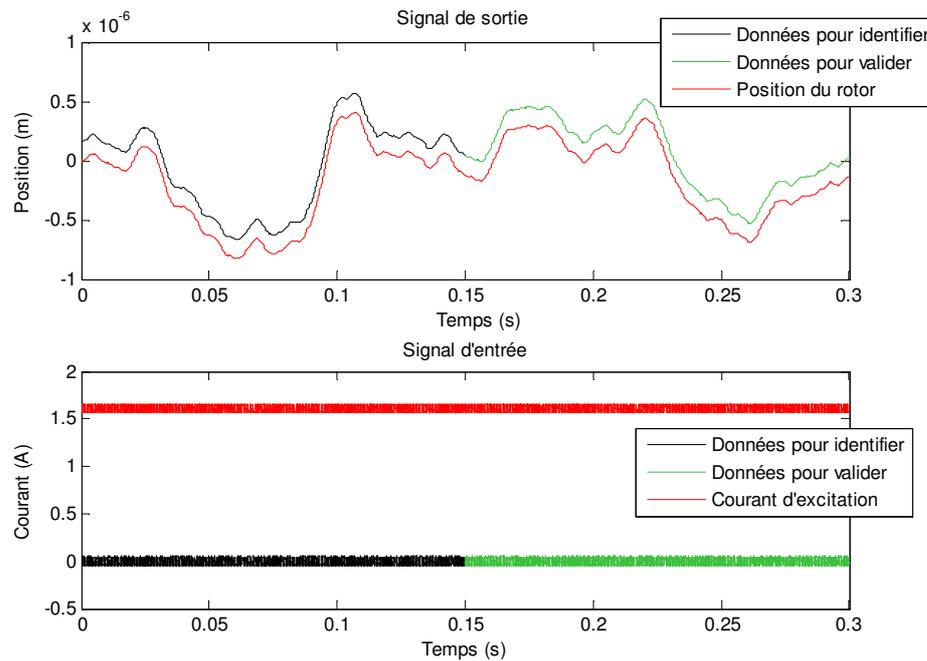


Figure 3-14 : Traitements des signaux pour enlever la moyenne et séparer en 2 les données

Un système à 2 pôles a été mis en priorité dans l'identification, car le modèle d'état permettant de trouver la fonction de transfert (3.47) a démontré que le PMH homopolaire sans les électroaimants de ce mémoire a 2 pôles.

ToolIdent a identifié une fonction de transfert qui a comme sortie la position, et en entrée le courant. Cette fonction de transfert a été testée en la soumettant à la deuxième section du signal d'excitation en courant afin de valider si la sortie serait la même que celle fournie en simulation du modèle réel.

La fonction de transfert identifiée par *ToolIdent* représentant la force magnétique appliquée à l'arbre ayant comme entrée le courant et comme sortie la position est la suivante.

$$\frac{6,088}{s^2 - 4363} \quad (3.49)$$

À titre indicatif la fonction de transfert pour l'horizontale est la suivante :

$$\frac{6,104}{s^2 - 266} \quad (3.50)$$

Les pôles sont à $-66,0591$ et $66,0481$ pour la fonction de transfert verticale et $-16,349$ et $16,305$ pour la fonction de transfert horizontale. Les pôles calculés théoriquement et ceux trouvés par identification sont quasiment identiques. Le lieu des racines de la fonction de transfert verticale identifiée (Figure 3-15) est donc similaire à celui théorique (Figure 3-12).

Encore une fois, le pôle à droite de l'axe imaginaire prouve que l'identification reflète la réalité car ce pôle démontre que le système est instable.

3.5.1 Comparatif des systèmes obtenus

Comme le Tableau 3-3 le démontre, les pôles du système obtenus selon les calculs présentés dans la section 3.2 sont pratiquement identiques à ceux obtenus avec l'outil *ToolIdent*.

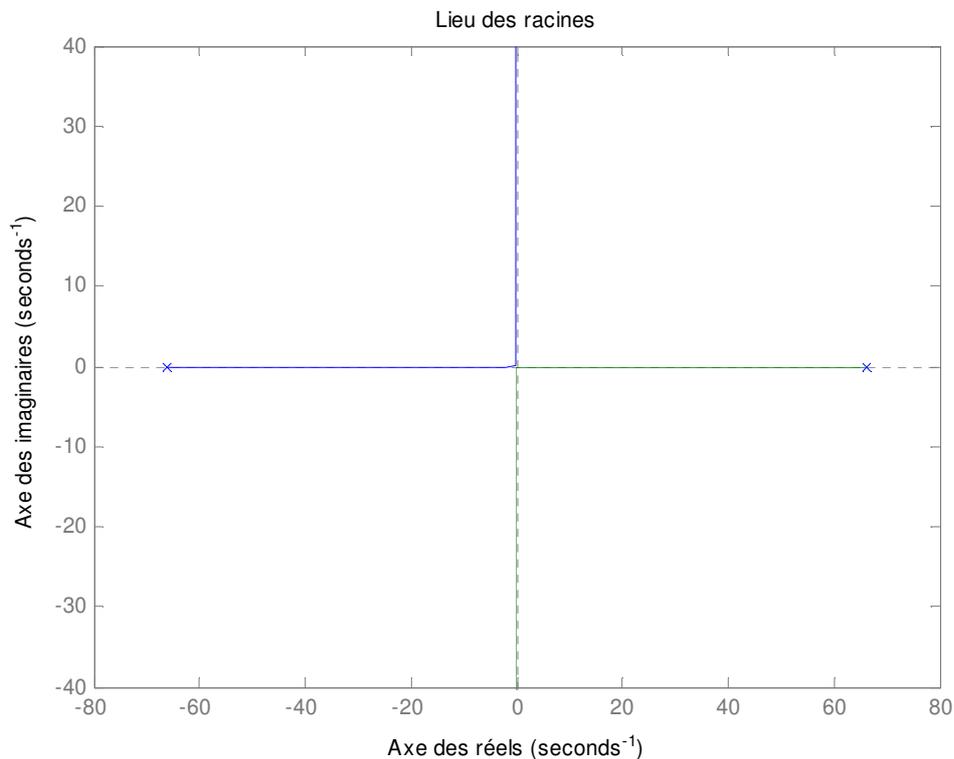


Figure 3-15 : Lieu des racines de la fonction de transfert verticale identifiée par *ToolIdent*

Tableau 3-3 : Tableau comparatif des pôles et zéros de la fonction de transfert calculée et identifiée

<i>Fonction de transfert</i>	Pôles des FT	Calcul théorique	Identification <i>ToolIdent</i>
<i>Vertical</i>	Pôle 1	-66,0895	-66,0591
	Pôle 2	66,0895	66,0481
<i>Horizontal</i>	Pôle 1	-16,349	-16,349
	Pôle 2	16,349	16,305

3.6 Conclusion

Les équations mathématiques des électroaimants et de la force magnétique appliquée à l'arbre ont été trouvées par démarche théorique. De cette façon, le PMH homopolaire est complètement représenté par un modèle mathématique, de la tension appliquée aux électroaimants jusqu'au mouvement de l'arbre du rotor.

Grâce au Tableau 3-1 et aux figures de la section 3.4, la non-linéarité de la force magnétique appliquée sur l'arbre du PMH homopolaire a été démontrée. Les chiffres obtenus dans le Tableau 3-1 et les résultats obtenus lors de simulation du modèle non-linéaire (Figure 3-8 et Figure 3-11) ont démontré le comportement non-linéaire de l'expression de la force magnétique. De cette façon, le travail effectué pour la démarche de linéarisation présentée dans la section 3.2 est fondé. De plus, les modèles linéaire, identifié et non-linéaire ont été comparés non seulement à l'état d'équilibre, mais aussi à l'état de divergence sans correcteur. Les résultats sont similaires au niveau de la dynamique des modèles linéaire et réel. De plus, l'extension *ToolIdent* de MATLAB^{MC} a permis de confirmer par identification que les calculs de linéarisation sont réussis. Le tout confirme que les calculs théoriques sont valides et qu'ils peuvent être utilisés pour la prochaine étape qui est de prendre les équations linéaires et de concevoir une loi de commande pour la position.

CHAPITRE 4 **Design Simulink**

4.1 Introduction

Ce mémoire porte sur la validation des performances d'une boucle PID afin de réguler la position de l'arbre d'un palier magnétique hybride homopolaire. Une commande PID est une possibilité de régulateur parmi plusieurs. Celle-ci fut priorisée pour ce mémoire car c'est un bon point de départ afin d'évaluer si une commande plus performante est nécessaire. Afin d'obtenir des résultats de façon expérimentale, faire un premier pas dans la commande des PMH homopolaire avec un régulateur PID est un choix judicieux. Un PID est simple à concevoir et facile à implanter dans un microcontrôleur. Afin de comparer les performances du PID fait par *SISOTool* de MATLAB^{MC} (section 4.2) pour réguler la position, une loi de commande par retour d'état sera également présentée. L'objectif de cette comparaison est de mettre un indicatif sur la performance du PID en termes de commande de la position d'un palier magnétique.

Dans la section 4.3, une commande par retour d'état estimé sera conçue, cette technique permet de filtrer le bruit induit sur les capteurs. Le bruit peut s'avérer problématique sur le montage expérimental. La commutation des transistors du pont en H, qui sera expliquée dans le prochain chapitre, ainsi que le champ magnétique généré par les électroaimants peuvent induire du bruit sur les capteurs. En fonction des résultats qui seront présentés à la section 4.6, un observateur d'état pourrait être un ajout intéressant sur le montage expérimental pour des travaux futurs. Étant donné que le PID est une commande linéaire, toutes les lois de commande étudiées dans ce chapitre seront également des commandes linéaires.

Critères de performance recherchée

Le modèle de la force magnétique appliquée au rotor utilisé est celui calculé à la section 3.2 (équation (3.24)). L'arbre est sans rotation axiale, donc il n'y a aucune vibration générée par le rotor même. Ceci dit, afin d'établir des critères de conception, une hypothèse qu'une perturbation à 10 Hz est possible fut ajoutée. Selon la fréquence de déstabilisation supposée (10 Hz), un temps de stabilisation inférieur à 0,1 seconde est recherché. Le dépassement maximal doit être aussi minime que possible. Afin d'avoir un objectif réalisable et performant, un dépassement maximal de 10% est visé. Étant donné que les critères de conception sont

exprimés en termes de temps et de dépassement maximal, la conception des commandes sera faite dans le domaine temporel.

La Figure 4-1 représente le schéma général de la double boucle de rétroaction imbriquée pour le PMH homopolaire utilisé dans ce mémoire. En plus de la loi de commande sur la position, il y a une boucle de rétroaction sur le courant. Celle-ci n'est pas discutée en détail dans ce document, car l'asservissement en courant n'était pas complexe. Comme il a été démontré au chapitre 3, le modèle du courant est stable et linéaire, ce qui le rend simple à réguler. L'objectif du PI pour la boucle de courant est d'ajouter un zéro et de compenser la dynamique des électroaimants selon le pôle identifié avec fonction de transfert à l'équation (3.46). En utilisant un PI, on assure une erreur en régime permanent nulle. Les caractéristiques de la boucle de courant sont résumées dans le Tableau 4-1.

Comme il a été présenté dans l'état de l'art, il est possible d'obtenir des caractéristiques autant au niveau temporel que fréquentiel lors de la conception de régulateurs. Dans ce mémoire, les régulateurs sont conçus dans le domaine temporel, donc des critères en termes de dépassement maximal, de temps de stabilisation et d'erreur en régime permanent. La conception dans le domaine temporel utilise le lieu des racines afin de valider les performances et la stabilité.

Le chapitre est divisé en plusieurs sections dont chacune est une conception d'une loi de commande à l'exception des sections « simulation avec *Simulink* » (section 4.5) et « conclusion » (section 4.6). La section 4.2 est la conception d'une commande PID avec l'aide de l'outil *SISOtool* de MATLAB^{MC}. Ensuite, la section 4.3 est la conception d'un observateur d'état.

La section 4.4 compare les 2 lois de commande grâce aux simulations avec *Simulink*. Le chapitre se termine avec la conclusion dans la section 4.5 où le choix de la commande PID est expliqué.

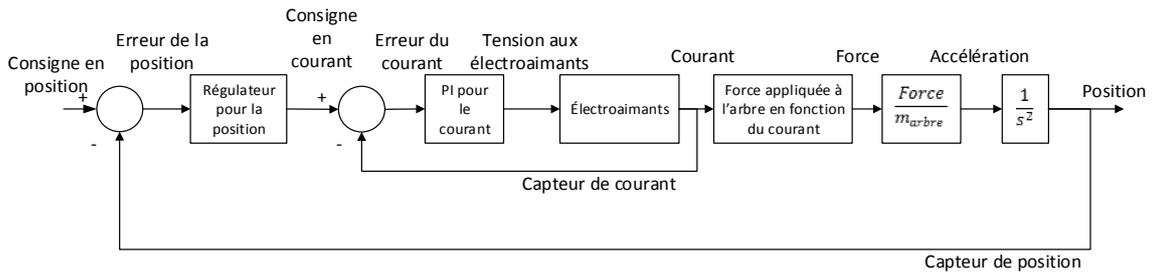


Figure 4-1 : Schéma des doubles boucles imbriquées de rétroaction pour le palier magnétique homopolaire

Tableau 4-1 : Caractéristiques de la boucle de courant

Type de commande	PI
Temps de stabilisation	0,01 seconde
Dépassement maximal	1%

4.2 Outils *SISOTool* de MATLAB^{MC}

L'extension *SISOTool* permet de trouver des régulateurs selon des spécifications précises pour des systèmes à une entrée et une sortie. Pour ce faire, il faut premièrement intégrer le modèle mathématique à réguler dans l'extension. *SISOTool* peut trouver des régulateurs pour des systèmes stables ou instables. Ensuite, *SISOTool* peut concevoir différents types d'asservissements pour le modèle mathématique intégré selon des critères de conception tels la marge de phase ou la fréquence de coupure. De plus, l'interface de *SISOTool* permet de visualiser les résultats à l'aide des lieux des racines, diagramme de Bode, réponse à l'échelon, ainsi que d'autres outils d'analyse.

Pour la conception du PID, le modèle linéarisé de la force appliquée à l'arbre (équation (3.24)) est intégré dans *SISOTool*. La dynamique des électroaimants est exclue car la boucle interne de courant compense cette dynamique. Le diagramme de Bode et le lieu des racines démontrent un système instable (Figure 4-2) selon la phase sous les -180 degrés et le pôle à droite de l'axe des imaginaires. Le système contient 2 pôles, car la dynamique des électroaimants est compensée avec la boucle interne de courant.

SISOTool exige une commande PID comme type de commande et non un P, un PI ou un PD, sinon, aucune solution de commande n'est capable de stabiliser le PMH homopolaire sans erreur en régime permanent. Avec le régulateur PID généré par *SISOTool*, la Figure 4-3 indique que le PMH avec régulateur PID est stable. Le lieu de Bode en boucle ouverte

présente une bulle de phase dans laquelle la commande PID stabilise le PMH homopolaire. La marge de gain négative indique que la stabilité sera perdue si le gain statique devient inférieur à -21,5 dB. Le lieu de Bode en boucle fermée de cette figure démontre que le gain est de 0 dB pour les fréquences de 0 à 125Hz. Ceci est le résultat recherché car le régulateur PID pourra reproduire, avec une amplitude similaire, toute entrée sous une fréquence de moins de 125 Hz, ce qui permet au palier magnétique de suivre exactement une consigne sous 125 Hz. Dans les critères de conception, on visait capter les déplacements de 10 Hz. Avec une bande passante de 125 Hz on atteint largement l'objectif. À partir de 125 Hz et plus, le gain est de -20 dB par décade, ce qui permet de filtrer le bruit haute fréquence. L'étude de performance du PID sera dans la section 4.4.

La fonction de transfert obtenue pour le PID conçu avec *SISOtool* est la suivante :

$$\frac{196s^2 + 19800s + 171000}{s} \quad (4.1)$$

Les gains du régulateur PID sont les suivants

P : 19800

I : 171000

D : 196

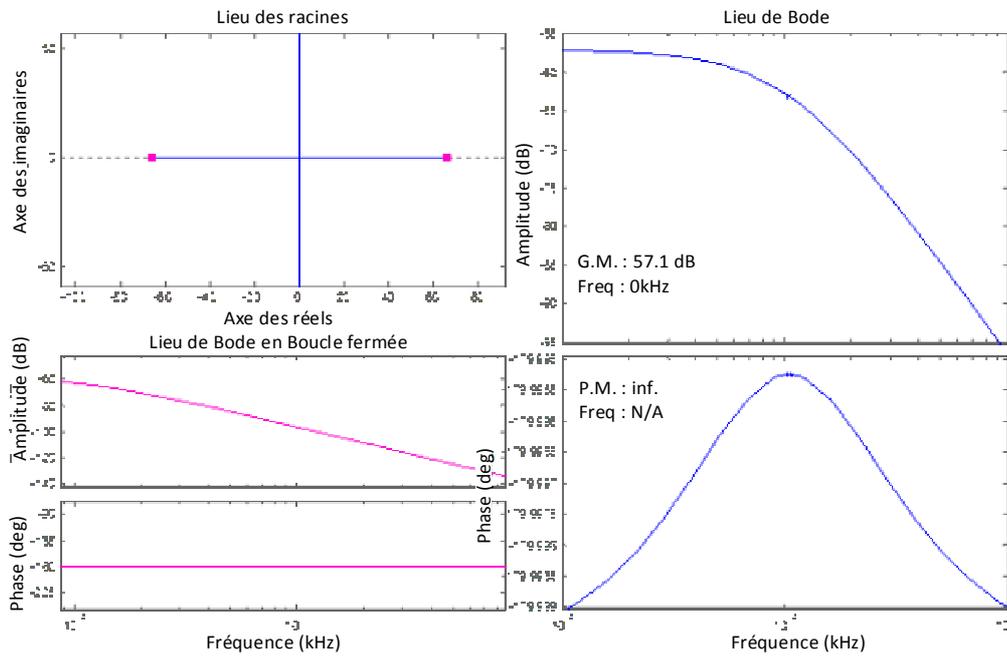


Figure 4-2 : Interface SISOTool afin de visualiser le PMH sans régulateur PID

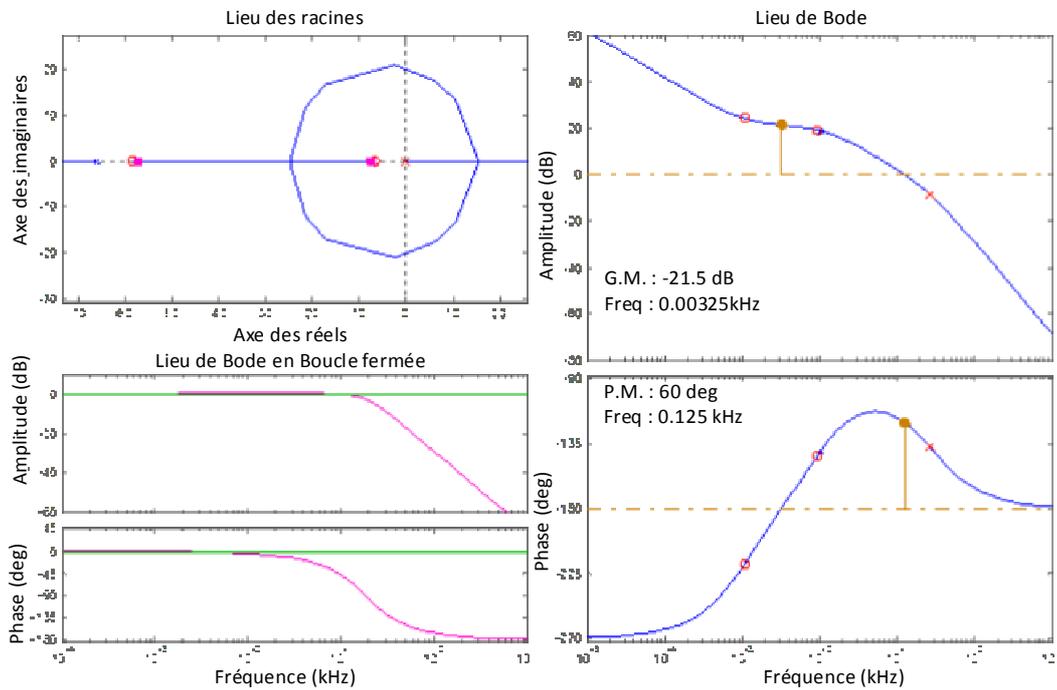


Figure 4-3: Interface SISOTool afin de visualiser le PMH avec régulateur PID

4.3 Commande par retour d'état

Une commande par retour d'état a été conçue afin de comparer le PID présenté dans la section 4.2 à une autre commande. Les états utilisés dans la commande par retour d'état seront estimés par un observateur d'état. La raison de cet ajout est que l'observateur d'état agit comme un filtre pour le bruit sur les capteurs. Son influence sur la commande est favorable car un palier magnétique actif ou hybride est un système très bruité. Un observateur d'état pourrait s'avérer un ajout pertinent pour les travaux ultérieurs. La conception de la commande par retour d'état néglige la dynamique des électroaimants qui est compensée par le PI de la boucle de courant. Cette compensation est considérée parfaite.

Le retour d'état par états estimés présenté dans cette section sera exprimé selon les équations (4.2) à (4.5). Étant donné que la fonction de transfert de la dynamique des électroaimants et du PI est supposée égale à 1, l'entrée du modèle d'état u est la soustraction de la commande par retour d'état $K\hat{x}$ et de l'intégrale de l'erreur w sur la position avec gain K_i (4.4).

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \quad (4.2)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (4.3)$$

$$u = -K\hat{x} - K_i w \quad (4.4)$$

$$w = \int (ErreurPosition) dt . \quad (4.5)$$

\hat{x} : états estimés

$\dot{\hat{x}}$: dérivé de \hat{x} par rapport au temps

w : intégration de l'erreur entre la position désirée et estimée

y : sortie simulée

\hat{y} : sortie estimée

K : matrice de gain du retour d'état

L : matrice de gain de l'observateur

Afin d'établir une commande par retour d'état estimé, l'observabilité et la commandabilité du modèle mathématique doivent être vérifiées. Pour qu'un système soit commandable, il faut que tous les points de l'espace d'état puissent être atteints en agissant sur l'entrée. Par exemple, pour ce mémoire, il faut être capable d'atteindre toutes positions ou vitesses en

agissant sur le courant. Ensuite, un système est dit observable s'il est possible de déterminer l'état initial du système en observant les entrées et sorties du système sur un intervalle de temps fini. Par exemple, pour ce mémoire, il faut être capable de déterminer la variation de la position et de la vitesse initiale en analysant la variation du courant dans les électroaimants et de la position de l'arbre sur une période de temps définie.

Le modèle d'état utilisé est celui présenté à l'équation (4.6). Celui-ci est le même que celui qui a été utilisé pour trouver les fonctions de transfert de la force appliquée à la verticale (équation (3.47)) et à l'horizontale (équation (3.48)). Les variables sont les suivantes :

Entrée : Courant appliqué aux électroaimants (supposés parfaits)

Sortie : Position de l'arbre

États : position et vitesse de l'arbre

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{S_d}{\mu_0 m} \left(\frac{\partial FMag}{\partial \delta} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{S_d}{\mu_0 m} \left(\frac{\partial FMag}{\partial i} \right) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$C = [1 \quad 0] \quad D = [0].$$

Le test de commandabilité et d'observabilité a été effectué sur le modèle d'état fait selon l'équation (4.6). Les résultats confirment que le PMH homopolaire de ce mémoire est commandable et observable.

Un retour d'état calcule une commande en fonction des états du PMH (Figure 4-4) afin de rencontrer des critères de performance ou de placer des pôles en boucle fermée à des positions désirées. La matrice K applique un gain sur chaque état et un K_i sur l'intégrale de l'erreur afin de déplacer les pôles du PMH vers les pôles désirés.

Cette technique applique un gain sur chaque état. Sans observateur d'état, il faut 1 capteur par état, soit la position et la vitesse pour l'application du PMH homopolaire de ce mémoire. Un observateur d'état peut être utilisé sur les états observables afin de remplacer les capteurs. Dans ce projet de recherche, la vitesse garantit l'observabilité, donc cet état sera reconstruit par l'observateur d'état qui remplacera le capteur de vitesse.

La simulation d'un retour d'état suppose que tous les états du PMH sont connus à tout moment. Par contre, le montage expérimental du PMH ne mesure que le courant et la position.

L'achat d'un capteur de vitesse ajoute des coûts supplémentaires aux projets qui peuvent facilement être évités. Une solution est de dériver la position en fonction du temps afin d'obtenir la vitesse, mais cela augmente le bruit du capteur. Finalement, il est possible d'utiliser l'observateur d'état, qui évite d'avoir un capteur par état et qui réduit le bruit au lieu de l'augmenter. L'observateur utilise l'entrée et la sortie du système afin de reconstruire les états du système. La Figure 4-5 est un modèle général d'observateur d'état.

Donc, pour la matrice K l'objectif est de trouver les gains à appliquer aux états afin d'amener le système vers la stabilité. En choisissant des pôles stables, dominants, suffisamment rapides et bien amortis, on assure que le système tendra vers la stabilité.

Les pôles ont été déterminés par un placement de pôles robustes en respectant un temps de stabilisation de 0,08 seconde et un amortissement optimal de $\frac{\sqrt{2}}{2}$. Les pôles sont les suivants :

$$-50 \pm 50i \quad (4.7)$$

Avec la matrice K conçue en fonction de ces pôles, la commande par retour d'état permet de stabiliser le système. La Figure 4-6 est la réponse à l'échelon du retour d'état. La position est stable, le temps de stabilisation est de 0,08 seconde et que le dépassement maximal est de 4%.

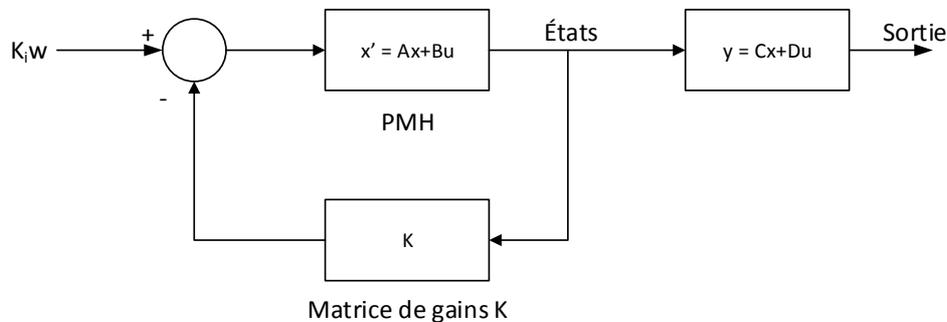


Figure 4-4 : Schéma d'un retour d'état

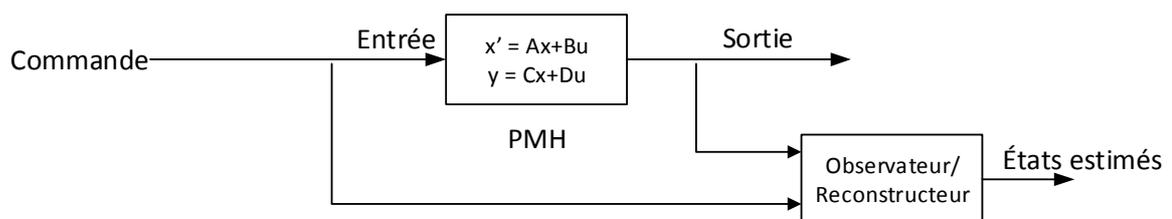


Figure 4-5 : Schéma d'un observateur d'état

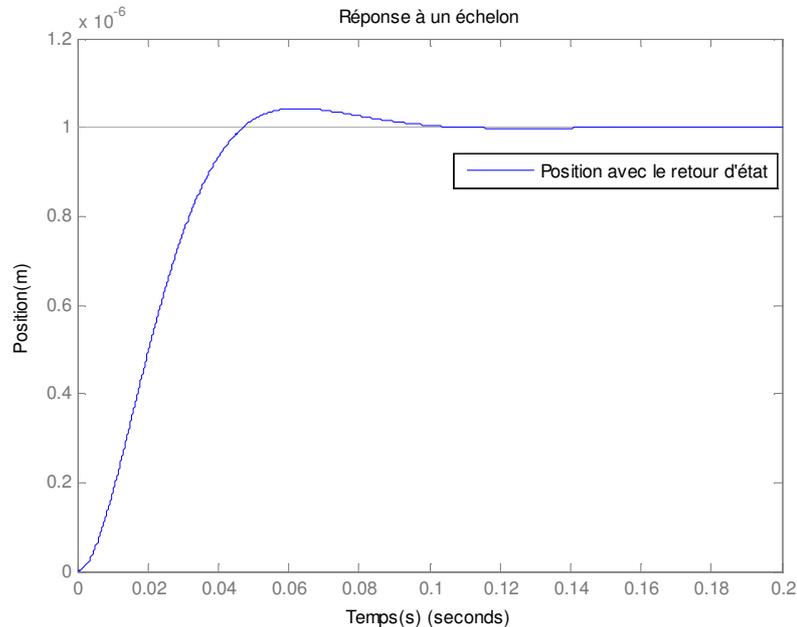


Figure 4-6 : Réponse du retour d'état à un échelon de 1 μm

L'observateur d'état est basé sur le modèle d'état du PMH. Le principe est de concevoir l'observateur en plaçant ses pôles de 5 à 10 fois plus loin de l'axe imaginaire que le pôle dominant du PMH asservi. L'observateur d'état doit être plus rapide que la dynamique du PMH afin d'estimer les états en temps réel. Ceci explique pourquoi les pôles dominants de celui-ci doivent être si loin de l'axe imaginaire. Deux pôles ont été placés et positionnés à -250 et -251, sur l'axe des réels dans le lieu des racines, ce qui est approximativement 5 fois plus rapide que les pôles désirés présentés plus haut (équation (4.6)). La Figure 4-7 démontre les performances de l'observateur.

En prenant des conditions initiales différentes pour les états simulés (0,1mm, 0m/s) et les états estimés (0mm, 0m/s), l'observateur prend 0,02 seconde à corrélérer l'estimation et l'état réel. Étant donné que la valeur initiale des états réels est inconnue, des conditions initiales différentes représentent une situation réelle pour l'estimateur. Comme la Figure 4-7 le démontre, l'observateur a été très rapide pour rejoindre les états simulés.

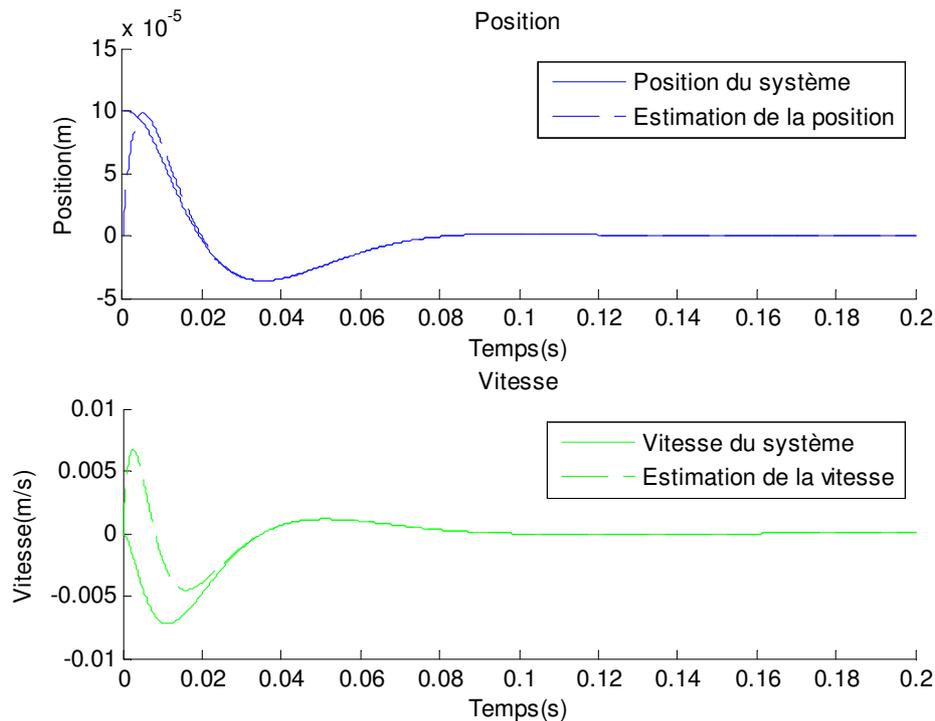


Figure 4-7 : Performance de l'observateur d'état

Par la suite, le retour d'état permet d'apporter une loi de commande en se basant sur les états estimés. La différence avec le retour d'état vu précédemment est que les états utilisés par la matrice K sont estimés et non lus par des capteurs simulés (Figure 4-8). Le fait de pouvoir éviter certains capteurs n'est pas le seul avantage. L'observateur estime aussi la vitesse, ce qui permet d'anticiper l'évolution de l'erreur et de faire un retour sur la vitesse qui amortit les oscillations et réduit le bruit.

La Figure 4-9 compare les performances du retour d'état par états simulés et estimés lorsque le PMH se stabilise avec un point initial différent du point d'équilibre. Les performances lors du démarrage sont similaires. Le temps de stabilisation est semblable entre les 2 retours d'état sauf que le régime transitoire est différent. L'observateur a un dépassement maximal important, mais ces résultats sont lors du démarrage du système. Lors du 0,02 seconde initial, les états estimés n'ont pas encore rejoint la valeur des états réels. Donc, le retour d'états avec les valeurs estimées converge vers la bonne valeur de point d'équilibre après 0,02 seconde. Afin d'éviter le dépassement maximal, il est possible de laisser l'observateur d'état converger avant de fermer la boucle de retour. L'étude de performance de l'observateur d'état sera dans la section 4.4.

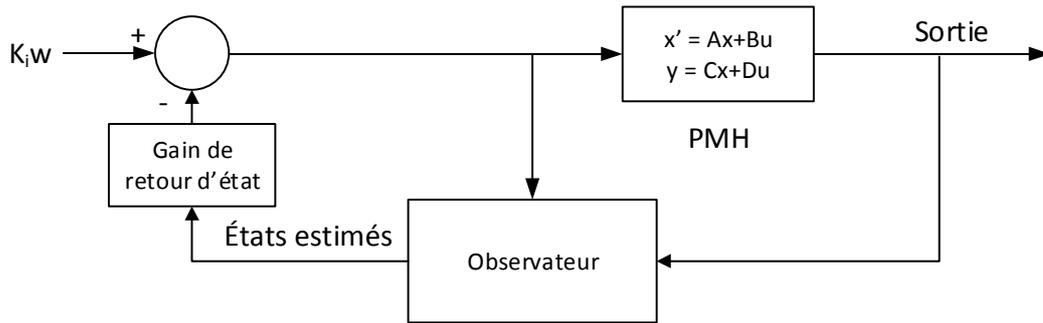


Figure 4-8 : Schéma d'un retour d'état avec observateur

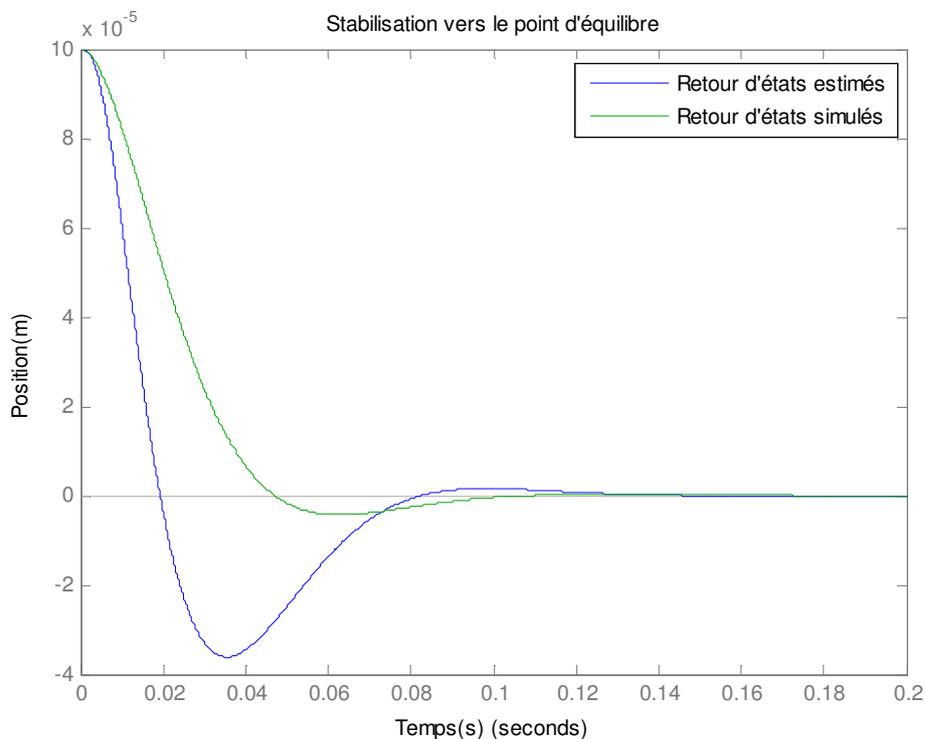


Figure 4-9 : Stabilisation du retour d'état par états estimés et états simulés vers le point d'équilibre

4.4 Simulation avec Simulink

Simulink permet de simuler le PMH et les lois de commande par une programmation associant le graphique et les lignes de commande. Le schéma général pour la commande par PID est montré dans la Figure 4-10. La commande par retour d'état (Figure 4-11) observe les états de position et de vitesse, donc le retour d'état est appliqué sur le courant qui est l'entrée du modèle d'état. La commande par retour d'état sur la position et la vitesse agissent comme un

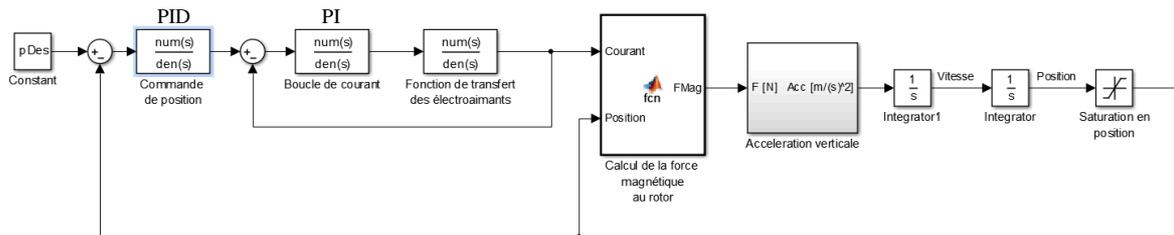


Figure 4-10: Schéma de la double boucle de rétroaction avec PID

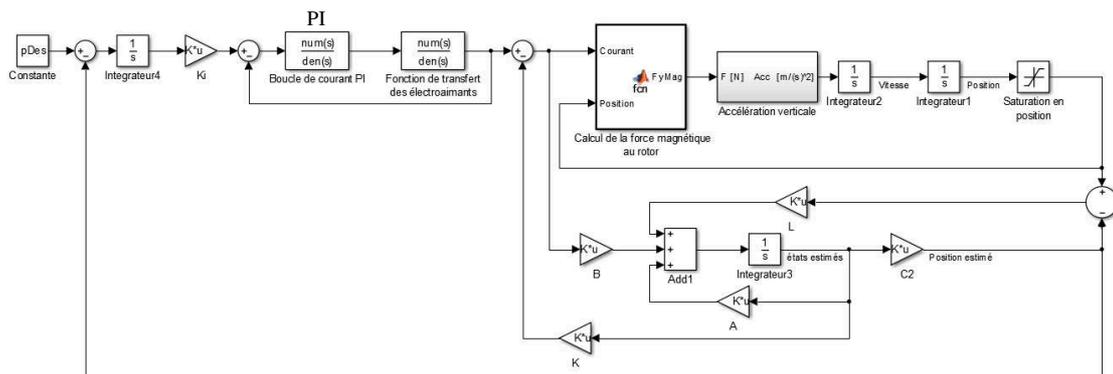


Figure 4-11 : Schéma de la double boucle de rétroaction avec régulateur et observateur d'état

PD. Afin d'éliminer l'erreur en régime permanent du PD, une rétroaction sur la position avec un intégrateur a été ajoutée (Figure 4-11). L'intégrateur permet d'obtenir un nouvel état (w) et d'appliquer un gain intégral sur l'erreur de position, qui ajoute un I afin d'obtenir un PID. L'objectif lors de la comparaison des asservissements est de démontrer le filtrage de bruit que l'observateur apporte avec la commande par retour d'état.

4.4.1 Simulation

Voici un graphique représentant les différents asservissements qui tentent de rejoindre le point d'équilibre, $\delta_y = 0 \text{ mm}$, mais une perturbation due à un désbalancement aléatoire à 5 Hz entre -100 N et 100 N a été ajoutée (Figure 4-12).

La validation des asservissements présentés ci-dessous est faite en appliquant les lois de commande sur le système non-linéaire. Même si les régulateurs ont été conçus à l'aide du modèle linéaire, le but est qu'ils soient fonctionnels sur le modèle réel.

La Figure 4-13 présente les différentes lois de commande qui tentent de rejoindre le point d'équilibre lorsque le point initial est éloigné du point d'équilibre. Le Tableau 4-2 présente les positions initiales maximales pour que les lois de commande restent stables ainsi que le temps

de stabilisation et le dépassement maximal de la Figure 4-13. Ce critère montre un aperçu de la zone d'opération de la loi de commande.

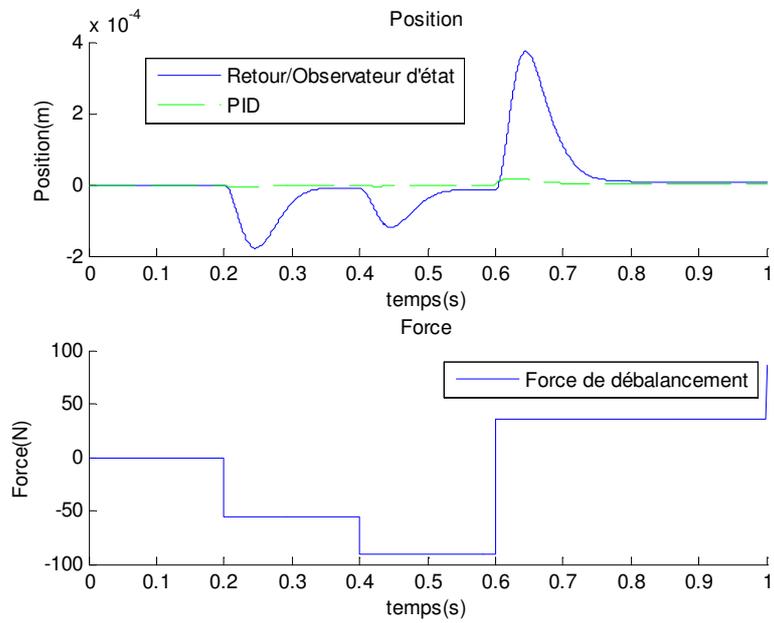


Figure 4-12: Comparatif des lois de commande soumises à un débalancement

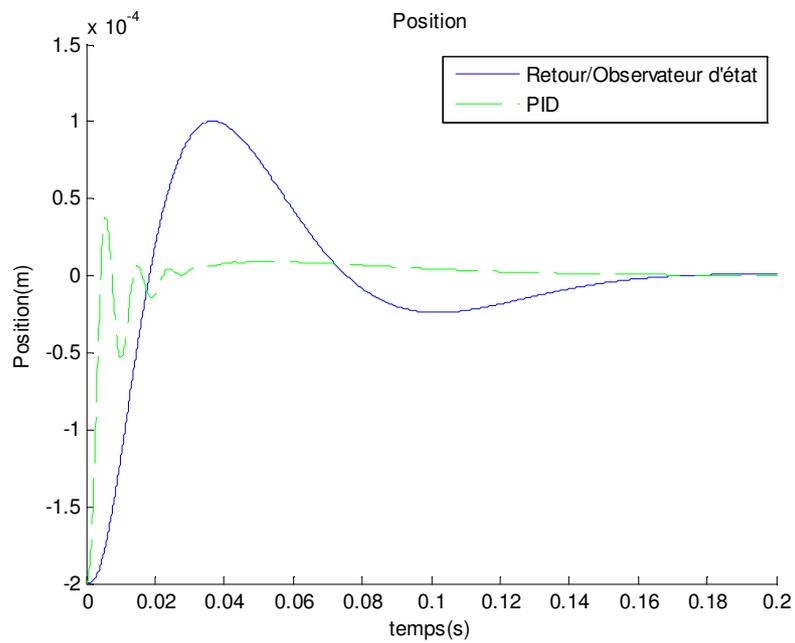


Figure 4-13: Stabilisation des différentes lois de commande avec position initiale $\delta_y = -0,2$ mm vers $\delta_y = 0$ mm

Tableau 4-2: Comparatif des positions initiales maximales, du temps de stabilisation et du dépassement maximal pour chaque loi de commande

	Position initiale maximale (mm)	Temps de stabilisation (ms)	Dépassement maximal (%)
Retour d'état avec états estimés	$\pm 0,85$	90	10%
PID fait par <i>SISOTool</i>	$\pm 0,27$	90	4%

Un avantage d'utiliser un observateur d'état au lieu de capteurs physiques est pour le filtrage du bruit. La Figure 4-14 est la position du rotor lorsqu'un bruit blanc est ajouté. La ligne mauve montre la position estimée par observateur. Le bruit est grandement diminué dans la position estimée, ce qui assure de meilleures performances pour la commande avec observateur si le PMH et son montage induisent beaucoup de bruit.

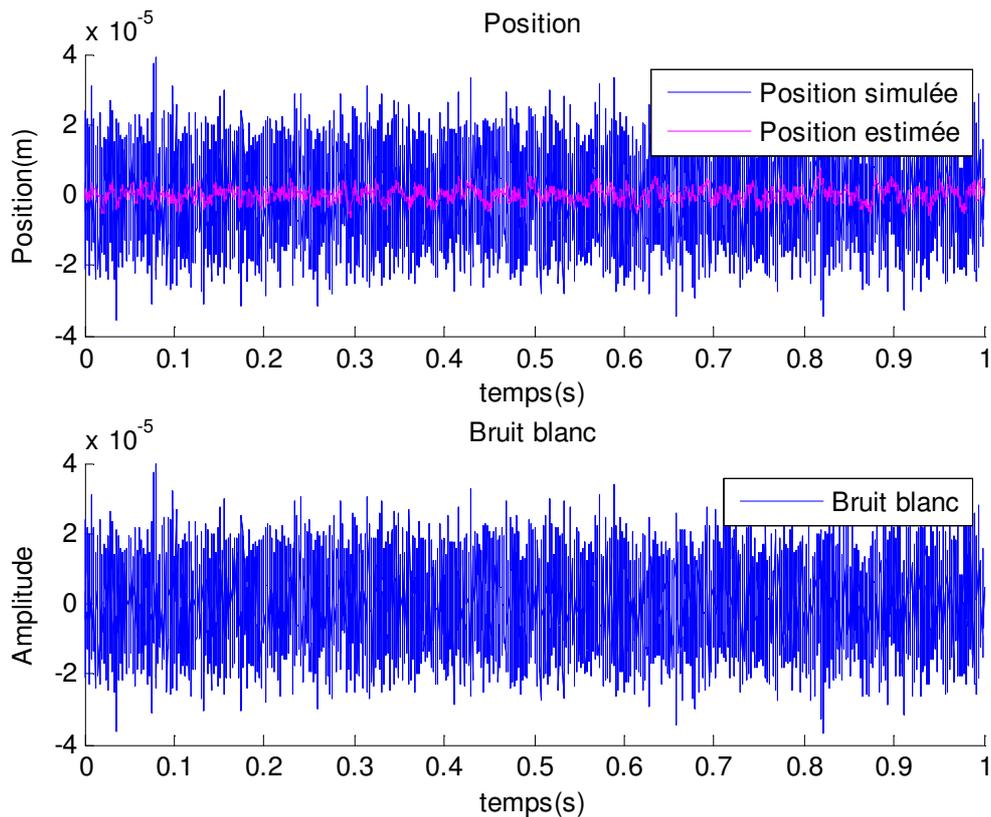


Figure 4-14: Filtrage du bruit avec l'observateur d'état

4.4.2 Comparaison des résultats

Toutes les lois de commande ont un temps de stabilisation est sous 0,1 seconde mais le dépassement maximal de la commande par retour d'état estimé est plus élevé que celui du PID. Par contre, ce dépassement maximal peut être réduit en retardant la fermeture de la boucle de commande le temps que l'observateur ait convergé. Comme le démontre les graphiques présentés plus tôt dans le document, l'asservissement offrant les meilleures performances en terme de temps de stabilisation, d'erreur en régime permanent et en dépassement maximal est le PID conçu par SISOTool. Par contre, l'observateur d'état a une plus grande zone d'opération où l'arbre peut être stabilisé, tel que démontré dans le Tableau 4-2 avec la position initiale. En plus, l'observateur d'état peut diminuer le bruit sur les capteurs (Figure 4-14).

4.4.3 Spécifications requises

Le PID fait par *SISOTool* est celui choisi afin d'être implanté dans le système physique. Comme il a été discuté plus tôt, l'arbre du PMH doit être dans un rayon de 0,27 mm du centre lors du démarrage afin de se déplacer vers un état stable. Cette caractéristique facilitera l'implantation expérimentale. Ensuite, lors de la discrétisation du PID, une limite au niveau de la fréquence d'échantillonnage s'est ajoutée. La fréquence de rafraîchissement de la boucle de rétroaction de position fut vérifiée par simulation. La fréquence doit être égale ou supérieure à 4kHz. Dans le cas où elle serait inférieure, la loi de commande serait trop lente pour amener le PMH dans un état stable.

4.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté la conception d'un retour/observateur d'état et un PID avec l'extension *SISOTool* de MATLAB^{MC}. Lors de simulations, chaque régulateur a ses avantages et ses inconvénients. Le filtrage du bruit de l'observateur d'état est un point qui sera non négligeable lors de la validation expérimentale. La commutation des transistors et le champ magnétique généré par les électroaimants induisent du bruit dans les capteurs. Malgré cette avantage, l'objectif est de valider qu'il est possible d'asservir avec une boucle de rétroaction PID. De plus, la commande PID offrait de meilleures performances que le retour d'état. La boucle PID conçue à l'aide de *SISOTool* sera implantée dans le microcontrôleur du montage expérimental du PMH homopolaire.

CHAPITRE 5 Implantation expérimentale

Ce chapitre consiste à expliquer le montage du palier magnétique hybride homopolaire (Figure 5-1) qui est utilisé à titre de validation expérimentale. La Figure 5-1 n'a qu'un seul stator sur le dessin afin d'éviter de surcharger la figure. Il est à noter que l'amplificateur de courant sur l'axe vertical alimente les électroaimants 1 et 2 des 2 anneaux statoriques. La même configuration s'applique à l'amplificateur de courant sur l'axe horizontal et les électroaimants 3 et 4. Le régulateur PID qui a été choisi dans le chapitre précédent sera implanté dans un contrôleur. Ensuite, le contrôleur doit pouvoir modifier le courant envoyé dans les électroaimants à partir de ses sorties 0-3,3 V. Donc, il est nécessaire d'avoir un circuit d'amplification de courant entre le contrôleur et les électroaimants du palier magnétique. Finalement, le contrôleur doit connaître la position de l'arbre et le courant circulant dans les électroaimants afin de réguler ces 2 variables. Il faut des capteurs de position et de courant qui envoient un signal au contrôleur en fonction de la position ou du courant lu.

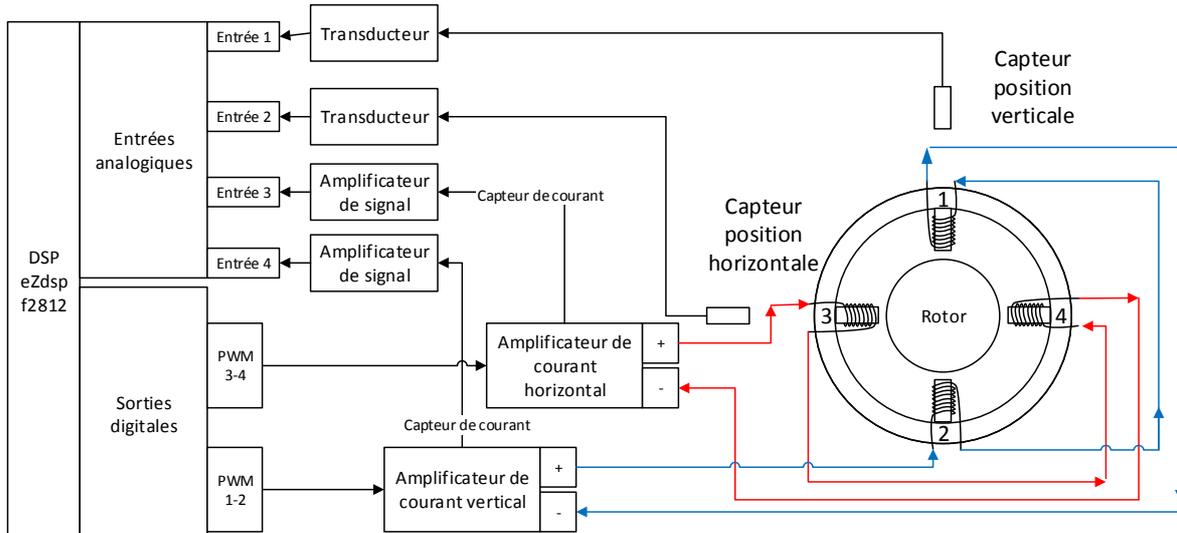


Figure 5-1: Schéma du montage expérimental

Le chapitre 5 offre des détails sur le montage expérimental de ce mémoire. La section 5.1 décrit physiquement le palier magnétique conçu par *Bakay* [7]. Ensuite, la section 5.2 couvre l'amplificateur de courant au niveau de sa conception mais aussi du principe de fonctionnement. La section 5.3 couvre tous les capteurs implantés sur le montage. La section 5.4 présente des ajouts électroniques au montage afin d'améliorer les performances. Ensuite, la section 5.5 présente le contrôleur utilisé sur le montage expérimental. La section 5.6 présente les résultats expérimentaux du fonctionnement du montage et la conclusion de ce chapitre est dans la section 5.7.

5.1 Palier magnétique de Loïcq Bakay

Comme il a été présenté plus tôt, le montage provenant des travaux de *Bakay* [7] a permis une validation expérimentale pour ce mémoire. Cette section offre des détails sur la conception et les spécifications du PMH homopolaire (Figure 5-2, Figure 5-3). Les 4 électroaimants sont espacés de 90 degrés chacun sur la circonférence du stator (Figure 5-2). Le stator est positionné pour qu'un axe agisse uniquement à la verticale, axe des Y, donc contre la gravité, et l'autre axe uniquement sur la position à l'horizontale, axe des X.

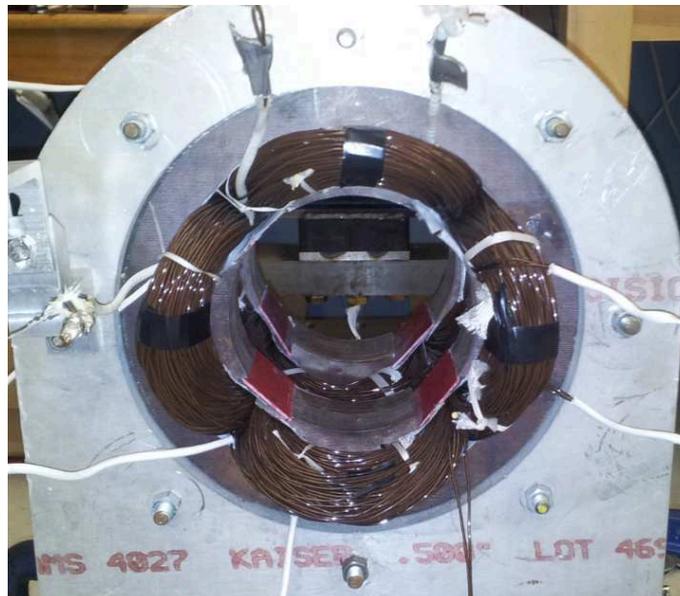


Figure 5-2 : Palier magnétique vue de face de *Bakay* [7] sans l'arbre du rotor

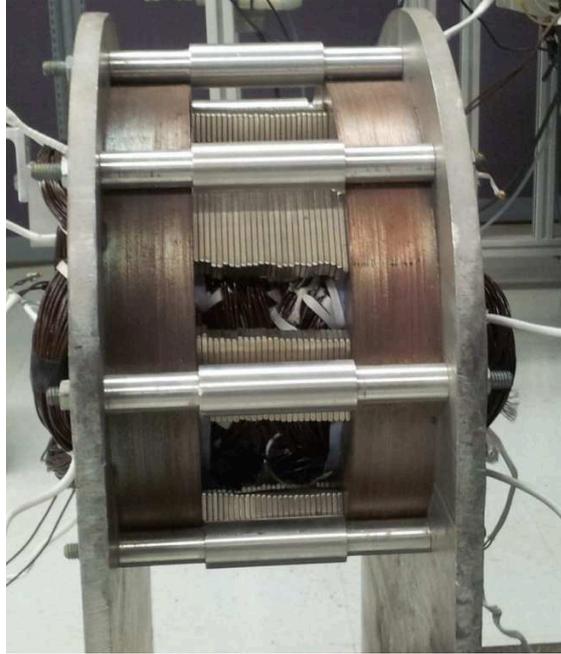


Figure 5-3 : Palier magnétique vue de profil de Bakay [7] sans l'arbre du rotor

Il est important de noter que la position du stator découle du fait que le rotor est parallèle au sol, ce qui explique pourquoi un axe combat la gravité. Un PMH homopolaire est constitué de 2 anneaux statoriques (Figure 5-3). Donc, il y a 4 électroaimants générant un flux magnétique sur l'axe vertical, 2 sur un anneau statorique et 2 sur l'autre anneau. La même configuration s'applique pour les 4 électroaimants sur l'axe horizontal (Figure 1-4). Les électroaimants sont composés de 100 tours de fil de cuivre par pôle, donc 400 tours de fils au total sur un axe. Le câble est de calibre 15 AWG et monobrin. La feuille de spécification est à l'annexe 2. Ce câble fut choisi car son application principale est dans le bobinage de moteurs et de transformateurs. Les avantages de ce câble sont que la gaine est extrêmement mince afin d'améliorer le coefficient de remplissage et l'isolation en tension est très élevée.

La longueur totale de câble dans 4 électroaimants est de 132m. Selon les calculs présentés dans la section 3.3 (équation (3.41)), la résistance totale des 4 électroaimants est de 0,69 Ω . Ensuite, en prenant l'équation (3.44), on obtient une inductance de 158 mH.

Le Tableau 5-1 indique le dimensionnement du centreur magnétique utilisé dans ce mémoire.

Tableau 5-1 : Dimensions du palier magnétique de Bakay [7]

Diamètre extérieur du centreur (mm)	230
Diamètre interne (mm)	131
Rayon de l'arbre (mm)	102
Entrefer (mm)	1
Nombre de spire de chaque électroaimant	100
Résistance de 4 électroaimants en série (Ω)	0,7
Calibre du câble (AWG)	15
Inductance de 4 électroaimants en série (mH)	158
Masse (kg)	100
S_d (m ²)	0,0032
B_r (T)	1,1
k_{ea}	2,25
l_a (mm)	77

5.2 Amplificateur de courant

Le contrôleur doit envoyer un fort courant dans les électroaimants à partir de ses sorties discrètes ou analogiques. Étant donné qu'un circuit intégré comme un contrôleur, par exemple le TMS320F2812 de *Texas Instrument*, n'est pas conçu pour délivrer une telle puissance, il faut ajouter un amplificateur de courant entre le contrôleur et le palier magnétique. L'amplificateur de courant utilisé nécessite un signal d'entrée de type « modulation de largeur d'impulsion » (MLI). Donc, des sorties discrètes du contrôleur seront configurées en mode MLI afin de contrôler le courant envoyé dans les électroaimants.

L'amplificateur de courant utilise une structure à transistors montés en pont en H afin de modifier la polarisation aux bornes des électroaimants (Figure 5-5). Donc, ceci permet de changer le sens du courant. Comme il a été expliqué dans le chapitre 2 du présent mémoire, si le courant d'un électroaimant circule dans un sens, le champ magnétique de l'électroaimant s'additionnera au champ magnétique de l'aimant permanent dans un entrefer, par exemple E1, et se soustraira au champ de l'aimant opposée (E2). Ce qui permet à l'arbre d'être fortement attiré dans l'entrefer E1 et peu attiré dans l'entrefer E2. À l'inverse, si le courant est dans le sens opposé, le champ magnétique de l'électroaimant va se soustraire à celui de l'aimant permanent dans l'entrefer E1 et s'additionner dans l'entrefer E2. Voici le principe de

fonctionnement du pont en H. Le contrôleur envoie le même MLI aux transistors bipolaires à grille isolée (IGBT, Figure 5-4) 1 et 4 (Figure 5-5). De cette façon, lorsque les IGBTs 1 et 4 sont dans l'état passant en même temps, un courant traverse les électroaimants. Le courant est dans le sens opposé si les IGBTs 2 et 3 sont dans l'état passant. De plus, le commutateur à grilles utilise l'effet « bootstrap » pour les IGBTs du côté de la haute tension afin d'obtenir une tension de grille supérieure à la tension au collecteur de l'IGBT. Une différence de potentiel est créée aux bornes de l'électroaimant en fonction du pourcentage de chaque MLI.

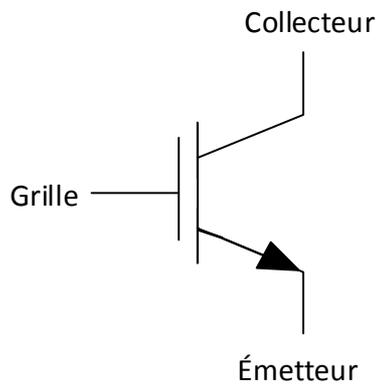


Figure 5-4 : Symbole d'un transistor bipolaire à grille isolée

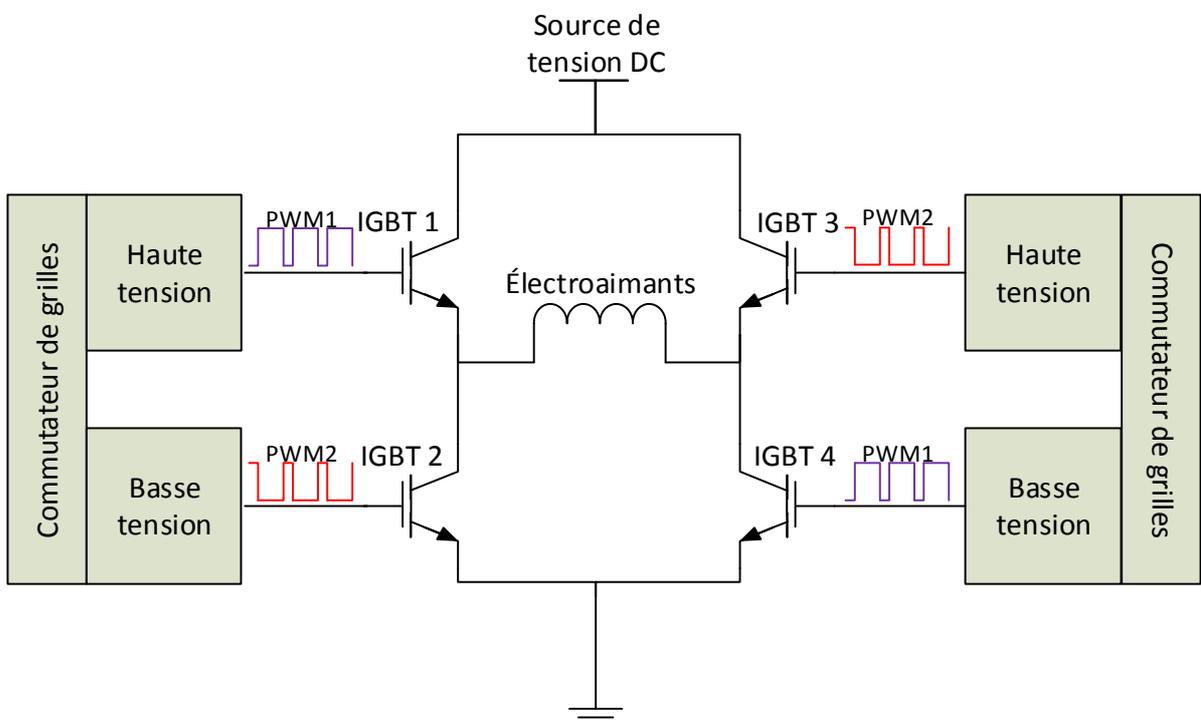


Figure 5-5: Pont en H avec commutateur de grilles

En effet, pour qu'un IGBT change de l'état bloquant vers l'état passant, il faut que la tension à la grille soit supérieure à la tension du collecteur. L'effet « bootstrap » consiste à charger un condensateur pour ensuite changer sa référence à la masse à une référence à la source de tension. De cette façon, la tension à la grille devient la source de tension additionnée à la tension du condensateur. Le commutateur de grille s'occupe de changer la référence du condensateur. Par contre, l'utilisateur doit en prendre compte afin d'utiliser correctement le commutateur de grille. Afin de charger le condensateur, il faut activer l'IGBT de basse tension (2 ou 4). Par exemple, afin de pouvoir activer l'IGBT 1, il faut en premier lieu activer l'IGBT 2 pour charger le condensateur. Donc, pour permettre l'effet « bootstrap » des 2 côtés du pont en H, un MLI est envoyé au IGBT 1 et 4, et l'inverse de ce signal au IGBT 2-3. De cette façon, les condensateurs utilisés pour l'effet « bootstrap » des 2 côtés du pont en H sont toujours chargés, étant donné que les IGBTs basse tension sont mis dans l'état passant, l'un à la suite de l'autre. Les 2 signaux MLIs sont complètement opposés, ce qui devrait empêcher toutes possibilités de court-circuit à la masse. Pour des raisons de sécurité, une zone morte entre les 2 MLIs est quand même ajoutée afin d'espacer les commutations des IGBTs (Figure 5-6). À titre d'exemple, si les IGBTs 1 et 2 étaient dans l'état passant en même temps, il y aurait un court-circuit à la masse.

5.3 Capteurs

Les capteurs sont nécessaires sur le montage afin de créer une boucle de rétroaction. Sans les capteurs, le contrôleur ne pourrait pas comparer la consigne désirée à la valeur réelle sur le système physique. Selon le schéma présenté au chapitre 4, les lois de commande qui ont été conçues pour ce mémoire nécessitent une rétroaction sur le courant et sur la position. Donc, cette section présente les spécifications des capteurs de position et de courant choisis. Toutes les feuilles de spécifications des capteurs utilisés sont présentées l'annexe 3.

Les capteurs de position sont des capteurs inductifs. Leur plage de couverture est de 0 à 2 mm avec une résolution de 1 μm .

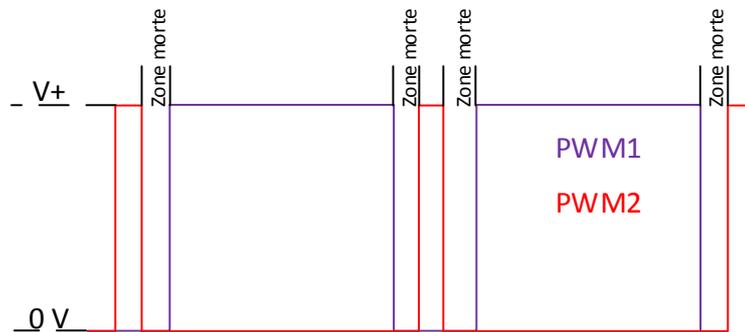


Figure 5-6 : 2 MLI complémentaires avec une zone morte

La bande passante est environ de 15 kHz. Donc, la grande majorité des déplacements de l'arbre sera captée. Il y a 2 capteurs de position par palier magnétique, un sur l'axe vertical et un sur l'axe horizontal.

Les capteurs de courant proviennent de la compagnie LEM. Ils ont une plage de ± 15 A. La bande passante est de 300 kHz. Avec une telle bande passante, il est certain que la boucle de courant ne sera pas limitée en vitesse de rafraîchissement par la rapidité du capteur de courant. Il y a un capteur de courant par axe, donc 2 au total par palier magnétique. Étant donné que les électroaimants sont en série dans le même axe, le même courant circule dans ceux-ci. Un circuit d'amplification de signal a été ajouté à la sortie du capteur afin d'améliorer la résolution autour de la plage efficace du montage. Celui-ci sera présenté dans la section 5.4 Le Tableau 5-2 est un récapitulatif des capteurs utilisés sur le montage avec leur position, leur fournisseur et le modèle.

Tableau 5-2: Tableau des capteurs de position et de courant sur le montage

Capteurs utilisés sur le montage			
Type de capteur	Position	Fournisseur	Modèle
Capteur de courant	Horizontale	LEM	CKSR 15-NP
Capteur de courant	Verticale	LEM	CKSR 15-NP
Capteur de position	Horizontale	Omron	E2CA
Capteur de position	Verticale	Keyence	EX-110V

Tous les capteurs ont été calibrés afin d'avoir une lecture linéaire dans la plage d'opération du palier magnétique hybride homopolaire.

5.4 Ajout électronique au montage

Afin de réduire le bruit provenant de la commutation des IGBTs et du champ magnétique du palier magnétique, des filtres de Bessel passe-bas d'ordre 2 ont été ajoutés aux signaux des capteurs de position et des capteurs de courant. La fréquence de coupure choisie pour les filtres est de 500 Hz. Étant donné que le rotor est statique dans ce mémoire, il serait surprenant d'avoir des débalancements au-delà de 10Hz. Donc, en ajustant la bande passante de 0 à 500 Hz avec les filtres de Bessel, toutes les données importantes seront conservées et le bruit sera éliminé. Le schéma du filtre de Bessel est celui de la Figure 5-7.

La plage de courant couverte par les capteurs de courant est de -15 A à 15 A. Selon les simulations, le palier magnétique utilisera entre -1,5 A à 1,5 A à l'horizontal et entre 0,5 A à 3 A sur l'axe vertical. Donc, il est avantageux d'ajuster la sortie du capteur de courant afin que le 0 à 3V de la lecture analogique couvre une plage de -6 A à 6 A. De cette façon, les lectures sont environ trois fois plus précises. Afin de modifier la plage couverte entre 0 et 3 V, un circuit d'amplificateur de signal avec un LM6132 fut ajouté (Figure 5-8).

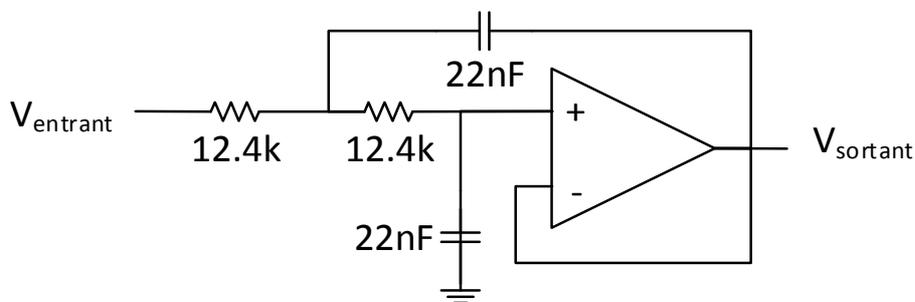


Figure 5-7: Schéma du filtre de Bessel d'ordre 2

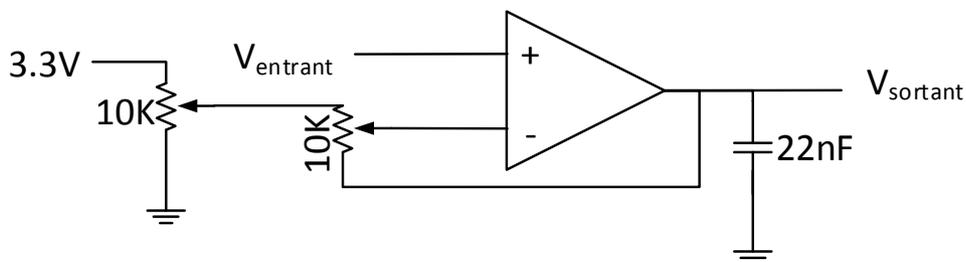


Figure 5-8: Schéma de l'amplificateur différentiel

5.5 Contrôleur

Le contrôleur choisi pour ce projet est le TMS320F2812. Une carte de développement utilisant ce DSP a été achetée, la *eZDSPF2812* de *Spectrum Digital*. Le Tableau 5-3 représente les requis minimaux au niveau du contrôleur.

5.5.1 Programmation

L'interface utilisée pour la programmation du contrôleur est *Code Composer Studio*. Le principe de fonctionnement du contrôleur est représenté par le schéma-bloc de la Figure 5-9. Étant donné que la seule tâche du DSP est l'asservissement, une seule interruption par compteur a été programmée. Donc, lorsque l'interruption a lieu, le DSP exécute la totalité de la loi de commande. Voici le déroulement d'une interruption. Premièrement, le DSP rafraîchit toutes ses lectures analogiques. La loi de commande à l'horizontale est mise à jour suivi de la loi de commande à la verticale. Finalement, le DSP tombe à nouveau dans la boucle infinie et attend une nouvelle interruption.

Tableau 5-3 : Spécifications du contrôleur requises

Tableau des requis pour le contrôleur	
Entrées discrètes	0
Sorties MLIs	4
Entrées analogiques	4
Sorties analogiques	0
Vitesse d'horloge du processeur	10 MHz
Vitesse du CAN	100kHz

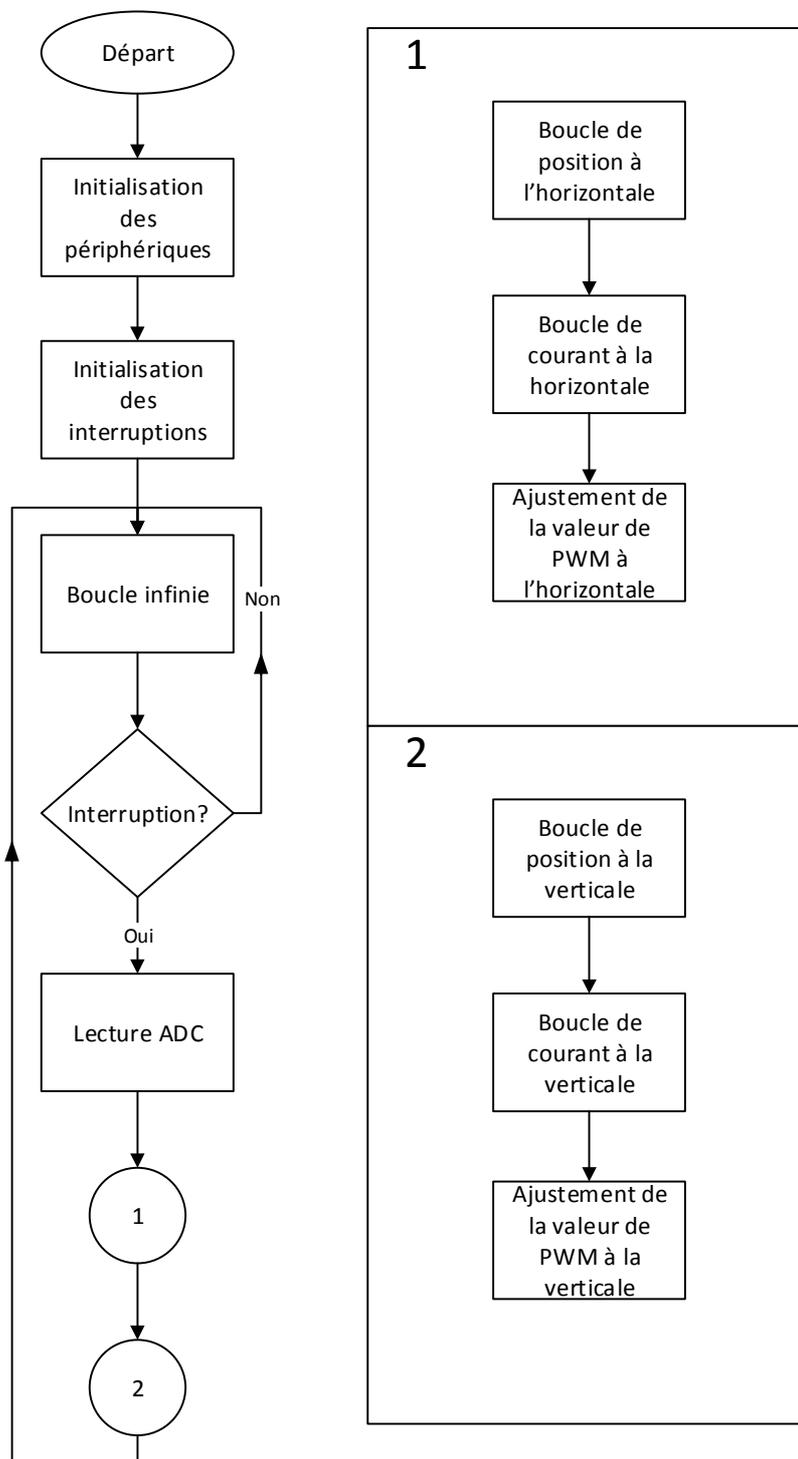


Figure 5-9: Schéma logique de la programmation du eZDSPF2812

5.6 Résultat

Cette section contient des mesures prises de façon expérimentale sur le montage comprenant le palier magnétique hybride homopolaire ainsi que le circuit de contrôle et d'amplification. L'objectif dans cette section est de valider les spécifications des électroaimants, valider les performances de la boucle de contrôle et observer le principe de fonctionnement de l'amplificateur de courant.

5.6.1 Spécifications des électroaimants

Des mesures sur les électroaimants ont été prises afin de valider les dimensions des électroaimants calculées au préalable. La résistance et l'inductance obtenue de façon expérimentales sont respectivement de $0,7 \Omega$ et de 150 mH . Ces valeurs pratique sont très près des valeurs théoriques présentées dans la section 5.1 ($0,69 \Omega$ et 158 mH). De plus, il a été vérifié qu'aucun court-circuit entre un électroaimant et le stator n'est présent. Ensuite, avec l'aide d'un « megger », l'isolation entre chaque électroaimants et le stator a été validée jusqu'à 1000 V .

5.6.2 Spécifications du contrôleur

Le Tableau 5-4 résume les mesures qui ont été prises afin de valider les performances de la carte *eZDSPF2812* lorsque l'algorithme de contrôle est ajouté dans le contrôleur. Une fréquence de rafraichissement d'au moins 4 kHz pour la boucle de rétroaction a été déterminée à l'aide de simulation. Selon la mesure de 7 kHz , la boucle de rétroaction est rafraîchie rapidement pour stabiliser le palier magnétique. De plus, une erreur de lecture de ± 10 décimales sur 4095 est suffisamment précise pour ne pas perturber le système.

Tableau 5-4: Configuration du *eZDSPF2812*

Performances de la carte <i>eZDSPF2812</i>	
Vitesse du processeur	30 MHz
Fréquence de rafraichissement des lois de commande	7 kHz
Sorties MLIs	4
Entrées analogiques	4 de 0 à 3 V
Précision du CAN	± 10 décimale sur 4095

5.6.3 Amplificateur de courant

Voici des images prises sur un oscilloscope afin de démontrer le cheminement du MLI sortant du DSP jusqu'aux bornes des électroaimants. Premièrement, le DSP a été configuré afin de sortir 2 MLIs complémentaires par amplificateur de courant. Le second MLI est l'inverse du premier. Le signal qui est envoyé au commutateur de grille doit avoir une amplitude de 15 V, donc, un circuit de rehaussement de la tension est ajouté pour que les MLIs 0 - 3,3 V soient convertis en signaux MLI 0 – 15 V. Dans la Figure 5-10, le signal du haut correspond à la sortie du contrôleur et le signal du bas est le signal envoyé aux commutateurs de grille. De plus, cette figure démontre les 2 MLIs complémentaires.

La Figure 5-10 présente 2 signaux opposés afin de visualiser des signaux complémentaires avec une zone morte.

Finalement, le signal 0 à 15 V est envoyé aux grilles des IGBT afin de les commuter. Dans la Figure 5-11 le signal du haut correspond à la grille de l'IGBT 1 (haute tension), et le signal du bas correspond à la grille de l'IGBT 4 (basse tension) référencée par rapport à la masse du circuit.

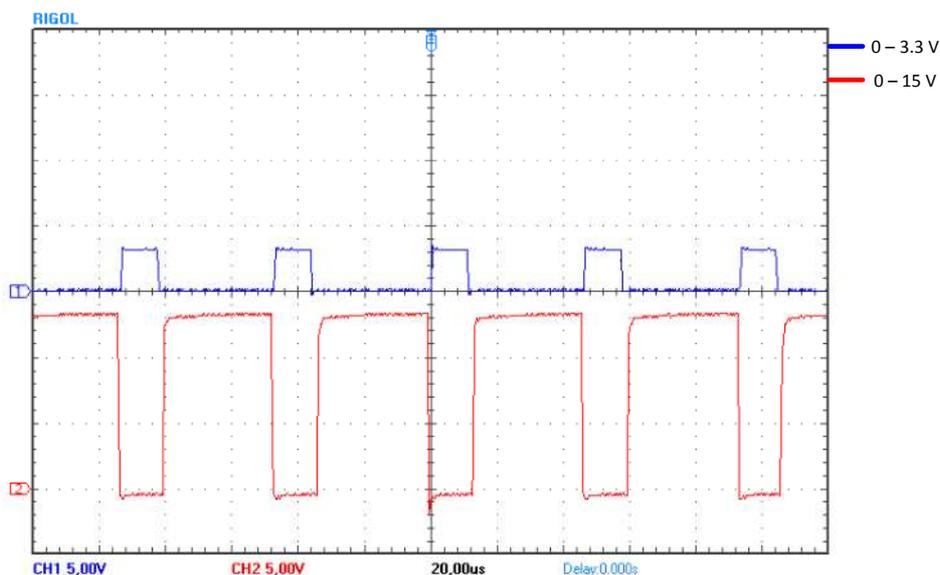


Figure 5-10: Signal de sortie de DSP et signal de grille du IGBT 2

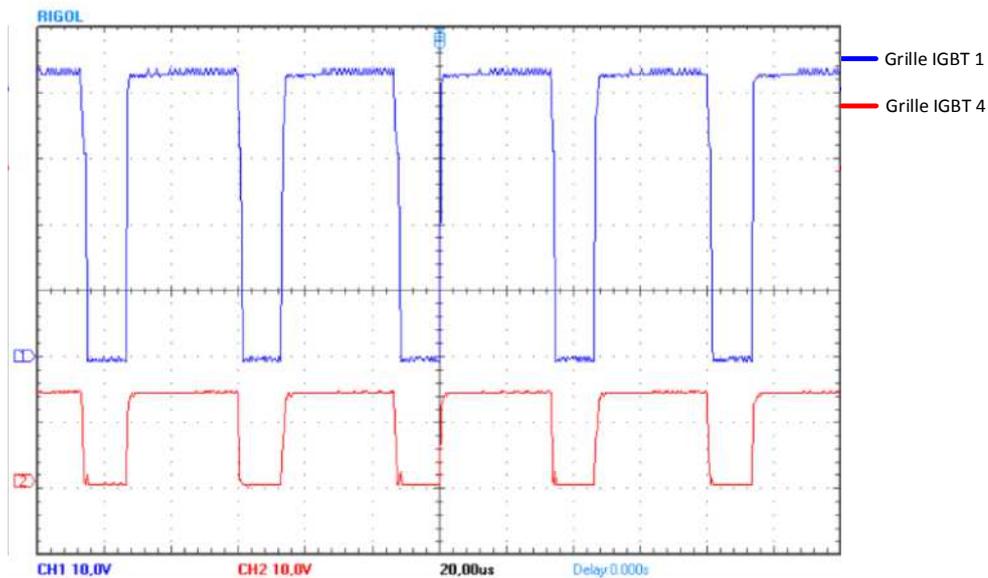


Figure 5-11: Comparaison du signal à la grille d'un IGBT 4 basse tension et un IGBT 1 haute tension

Finalement, en fonction du pourcentage du MLI, l'amplitude et la direction du courant sont déterminées. Dans la Figure 5-12 et la Figure 5-13 le signal du haut correspond à la lecture analogique du courant, et le signal du bas correspond à la MLI envoyée à la grille du IGBT 2 basse tension. Si les 2 MLIs sont à 50%, aucun courant ne circulera dans les électroaimants. Dans la Figure 5-12 la lecture analogique indique environ 1 V ce qui représente -2 A pour un MLI à 33% aux IGBTs 1-4. Ensuite, la Figure 5-13 a une lecture analogique d'environ 2 V, ce qui représente 2 A pour un MLI à 66% aux IGBTs 2-3. Malgré le filtre de Bessel ajouté, les figures montrent qu'il y a encore du bruit de généré lors des commutations des IGBTs.

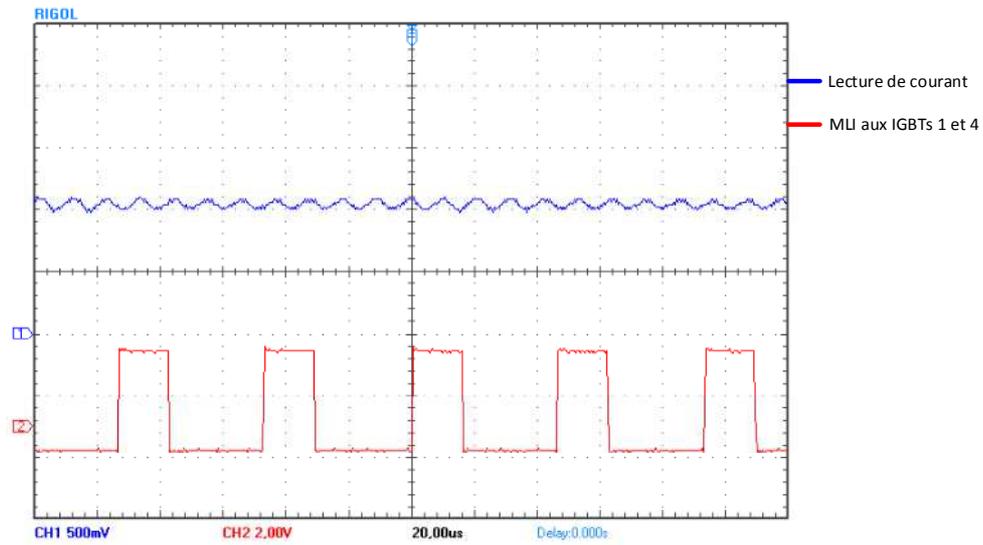


Figure 5-12: Lecture analogique d'un courant de -2A avec une alimentation CC de 32 V et un MLI de 33% à l'IGBT 1

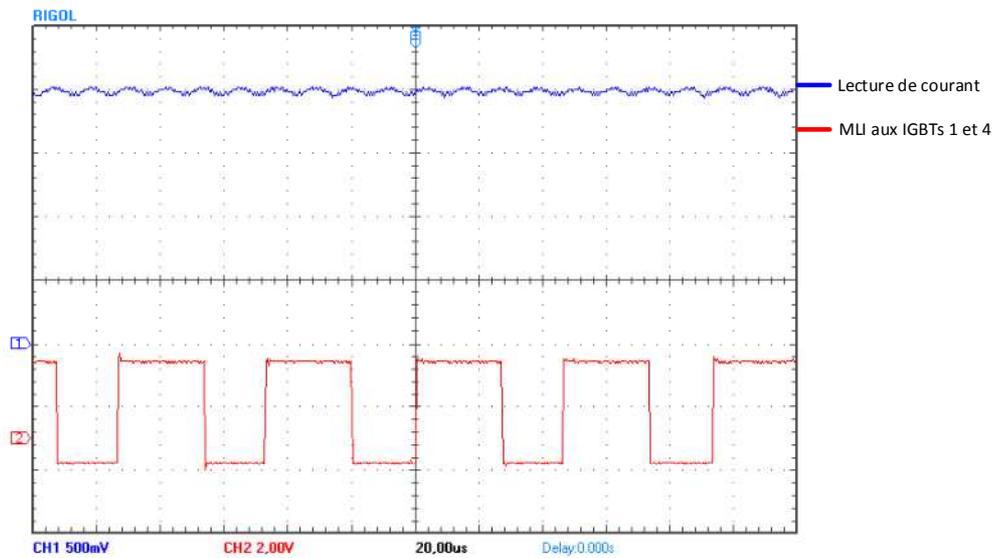


Figure 5-13: Lecture analogique d'un courant de 2A avec une alimentation CC de 32 V et un MLI de 66% à l'IGBT 1

Les figures précédentes ont démontré que la fonction du MLI envoyée au IGBT permettra au contrôleur de commander le courant envoyé dans les électroaimants.

5.7 Conclusion

Le précédent chapitre a permis de démontrer par étape l'implantation et la mise en fonction du montage expérimental. Le tableau 5-4 résume l'électronique présente sur le montage. La carte *eZDSPF2812* reçoit les états du palier magnétique à l'aide de capteurs de courant et de position pour ensuite envoyer une commande au palier magnétique. Le signal de commande, étant un MLI entre 0 et 3,3V, active les IGBTs d'un pont en H qui envoie un courant d'une amplitude et d'une direction données dans les électroaimants. La carte reçoit de nouvelles lectures des capteurs et recommence le même principe. De plus, le principe de fonctionnement a aussi été démontré. Avec des validations concluantes sur le fonctionnement de chaque dispositif, il ne reste qu'à permettre à la loi de commande de modifier la valeur de MLI du contrôleur en fonction des lectures des capteurs, et le système sera ensuite prêt à valider la loi de commande.

Tableau 5-5 : Résumé de l'électronique sur le montage du palier magnétique hybride homopolaire

<i>Capteurs</i>	Capteur de courant $\pm 15A$
	Capteur de position 0 à 2 mm
<i>Contrôleur</i>	Carte <i>eZDSPF2812</i> de <i>Spectrum Digital</i>
<i>Amplificateur</i>	Amplificateur de courant pour les MLIs
	Amplificateur de signal pour les capteurs
<i>Filtre</i>	Filtre de Bessel d'ordre 2, fréquence coupure 500 Hz

CHAPITRE 6 Résultats

6.1 Introduction

Cette section présente les résultats expérimentaux obtenus lors de la validation de la loi de commande PID. Cette dernière a été conçue par *SISOtool* et validée sur montage expérimental du palier magnétique hybride homopolaire. Afin d'obtenir ces résultats, voici les étapes qu'il a fallu suivre. Premièrement, il y a eu un développement mathématique permettant d'établir un modèle linéarisé complet du PMH homopolaire. Ensuite, une loi de commande PID afin de réguler la position du palier magnétique a été conçue avec *SISOtool*. L'objectif avec la loi de commande était de l'intégrer dans un contrôleur avec un montage fonctionnel afin de valider la fonctionnalité de celle-ci.

La section 6.2 est un retour sur les résultats *Simulink* afin de comparer les simulations à la validation expérimentale. La section 6.3 expose les résultats expérimentaux des boucles de courant sur les axes vertical et horizontal. Afin de valider les performances, des tests tels la réponse à l'échelon et la rapidité à corriger un déplacement du rotor seront effectués. Ensuite, les résultats lorsque la position à la verticale est régulée sont présentés dans la section 6.4. Dans la section 6.5, ce sont les résultats lorsque la position à l'horizontale est régulée. Les performances des lois de commande en position sont validées lorsqu'il n'y a pas de perturbation externe. Ensuite, la section 6.6 présente la dynamique du palier magnétique lorsque les 2 axes, vertical et horizontal, sont asservis simultanément. Dans cette section, l'asservissement sera aussi soumis à des impacts du rotor et une rotation manuelle de ce dernier. Finalement, la section 6.7 conclut le chapitre.

6.2 Retour sur les résultats Simulink

Avant de présenter les résultats expérimentaux, voici un bref résumé des spécifications obtenues lors de la simulation. De plus, la valeur des gains PID des régulateurs est présentée dans le Tableau 6-1.

Tableau 6-1 : Gains PID du régulateur de courant et du régulateur de position

	Courant	Position
<i>Gain P</i>	1000	19800
<i>Gain I</i>	10000	171000
<i>Gain D</i>	0	196

Dans le chapitre 4, les simulations pour la boucle de courant ont démontré les résultats suivants : le dépassement maximal est pratiquement nul et le temps de stabilisation est de 0,01 seconde. Ensuite, les simulations ont démontré que la commande PID n'était pas le régulateur optimal pour la position, mais elle pouvait efficacement stabiliser le palier magnétique hybride. De plus, tant que le rotor est dans la zone d'opération, il peut subir des impacts de ± 100 N et facilement conserver la stabilité du système. Le temps de stabilisation est d'environ 0,1 seconde pour le PID, ce qui respecte les critères établis lors de la conception. Le dépassement pouvait atteindre 50 μm lors d'impact de 100 N. Malgré que le PID soit celui avec le dépassement le plus élevé, un dépassement aussi faible n'est pas problématique dans le cadre de ce mémoire. Selon les simulations, le PID était capable de conserver le système en état stable dans un rayon d'environ 0,27 mm du point d'équilibre. Étant donné que les résultats ne sont pas identiques pour l'axe horizontal et pour l'axe vertical due à la gravité, la zone d'opération est légèrement en forme d'ovale avec un seul axe de symétrie et non tel un cercle parfait. De plus, lorsque les 2 axes sont asservis simultanément par simulation, les performances sont identiques. Donc, le fonctionnement des 2 doubles boucles imbriquées simultanées n'apporte aucune complication en simulation. Il est à noter qu'en simulations la variation de position à la verticale due à un mouvement horizontal a été considérée, et vice versa. Par contre, la simulation ne considère pas les phénomènes magnétiques possibles lorsque les 2 axes sont asservis simultanément, le circuit magnétique étant considéré comme construit avec un matériau ferromagnétique parfait.

Maintenant, les résultats en simulation seront comparés à ceux expérimentaux. La validation a été effectuée de la façon suivante : premièrement, les axes ont été asservis indépendamment. L'axe vertical fut régulé en premier et l'axe horizontal fut régulé dans un deuxième temps. Ensuite, lorsque l'asservissement indépendant des 2 axes a été validé, ils ont été asservis simultanément.

6.3 Boucle de courant

En premier lieu, les performances expérimentales des boucles de courant à la verticale et à l'horizontale seront présentées. Comme il a été dit plus tôt, selon les simulations, le temps de stabilisation était de 0,01 seconde avec un dépassement maximal pratiquement nul. Les Figure 6-1 et Figure 6-2 présentent les résultats des boucles de courant verticale et horizontale lorsqu'elles sont soumises à une entrée échelon. Les validations ont été faites une à la suite de l'autre et non simultanément. Les Figure 6-1 et Figure 6-2 démontrent qu'un temps de stabilisation de 0,06 seconde est obtenu pour la boucle de courant à la verticale et à l'horizontale, ce qui est suffisant pour les démarches futures. Lors de l'implantation de la boucle de courant, les gains du PI ont été augmentés afin de rapprocher les résultats expérimentaux à ceux simulés. La fonction de transfert des électroaimants, les gains utilisés en simulation ainsi que sur le montage expérimental sont présentés dans le Tableau 6-2.

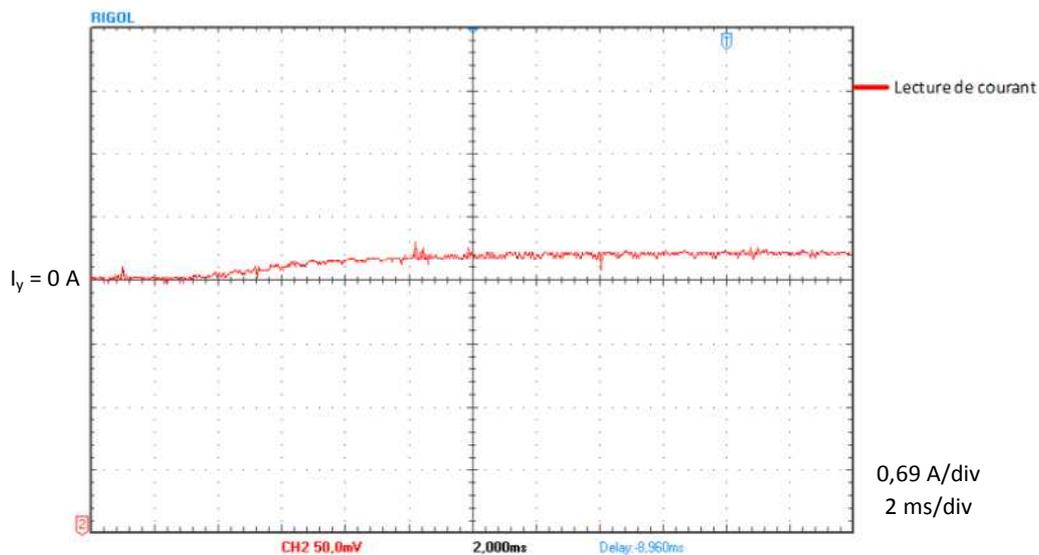


Figure 6-1: Réponse à l'échelon de 0,25 A de la boucle de courant verticale

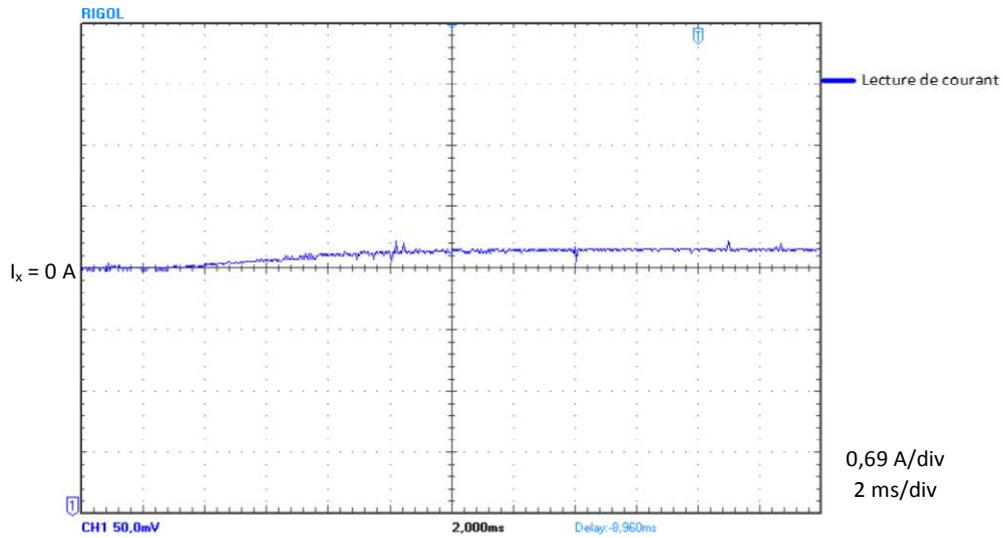


Figure 6-2: Réponse à l'échelon de 0,25 A de la boucle de courant horizontale

Tableau 6-2 : Fonction de transfert des électroaimants ainsi que les gains du régulateur pour le courant en simulation et sur le montage expérimental

<i>Fonction de transfert électroaimants</i>	PI en simulation	PI montage expérimental
$\frac{1.43}{2,25s + 1}$	Gain P : 1000 Gain I : 10000	Gain P : 1500 Gain I : 12300

Lorsque les gains du PI en simulation ont été appliqués pour la boucle de réaction de courant, le temps de stabilisation était trop long. Les gains du PI pour le montage expérimental ne pouvaient pas être plus élevés sinon il y aurait une oscillation sur la commande. Un effet qui n'a pas été pris en compte lors de simulation est la saturation de l'amplificateur de courant. En simulation, la tension alimentant le pont en H n'avait pas de limite. Sur le montage expérimental, elle est limitée à 32 V. Cette saturation réduit le temps de réponse de la boucle de courant. De plus, les Figure 6-3 et Figure 6-4 donnent une lecture de tensions aux bornes des électroaimants verticaux et horizontaux lorsque le rotor est déplacé et que le courant est régulé.

Le mouvement du rotor crée un déplacement dans les électrons du circuit magnétique, ce qui génère une tension dans les électroaimants. Ceci découle en un courant lorsque le circuit est fermé. Ce phénomène pourrait déstabiliser le système. Par contre, on suppose que le rotor n'aura pas de déplacement plus rapide que 10 Hz. Avec un temps de stabilisation de 0,06

seconde, il n'y a pas à craindre d'avoir de la tension induite par le mouvement du rotor. Dans les Figure 6-3 et Figure 6-4, le mouvement est très brusque. Le rotor change de paroi du stator en 5 ms, ce qui ne va pas arriver en fonctionnement normal. Ceci est comparable à une vibration de 200 Hz. Comme il a été dit plus tôt, étant donné qu'il n'y a pas de rotation, il n'aura pas de vibration supérieure à 10 Hz. Donc, avec la boucle de courant stabilisant en 6 ms, elle sera capable de conserver une valeur de courant stable malgré le courant généré par le mouvement du rotor.

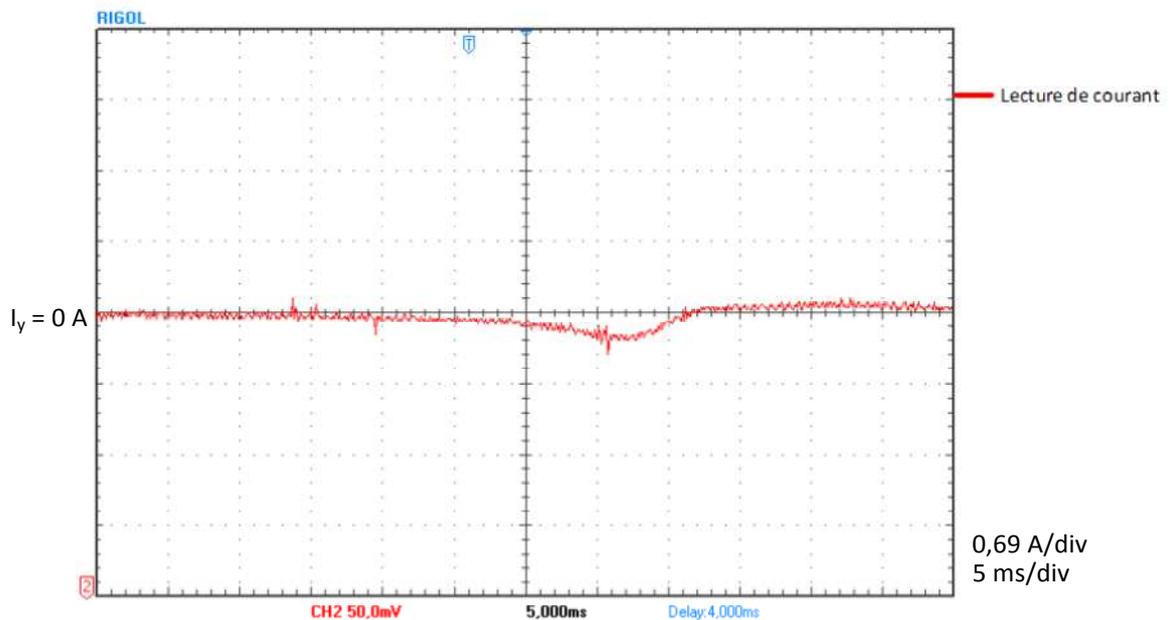


Figure 6-3: Tension générée dans les électroaimants du au mouvement du rotor vertical

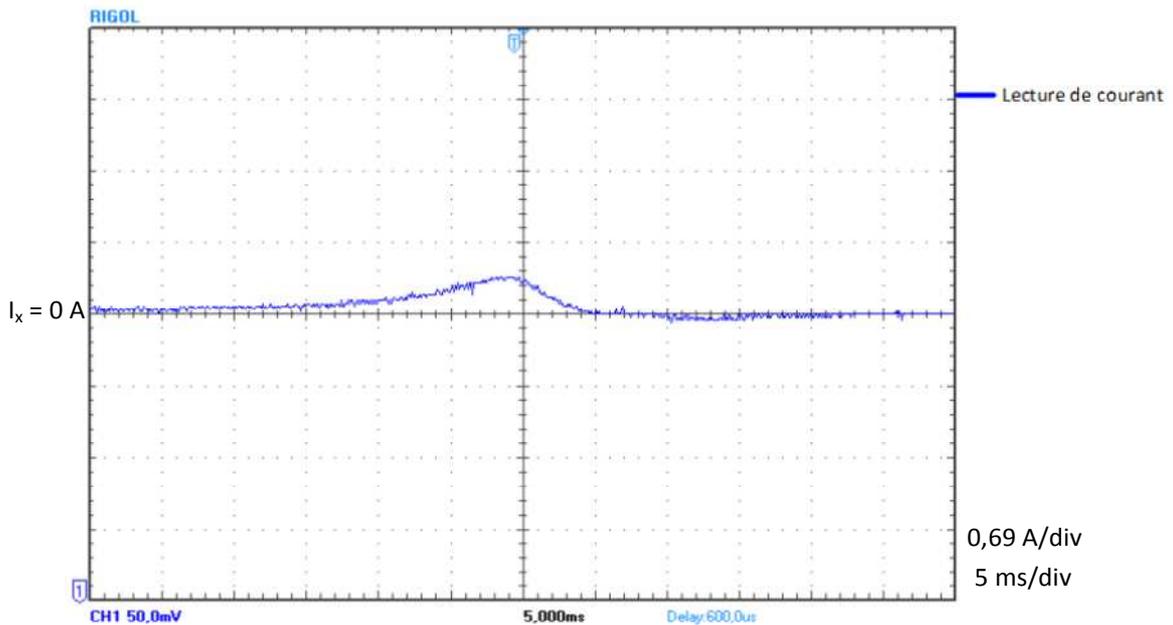


Figure 6-4: Tension générée dans les électroaimants dus au mouvement du rotor horizontal

6.4 Asservissement en position de l'axe vertical

Comme il a été discuté précédemment, les simulations ont démontré que la commande PID stabilise le rotor seulement dans une zone d'opération autour du point central du palier magnétique. Donc, afin de placer l'arbre du palier magnétique immédiatement dans sa zone d'opération, 4 entretoises sont ajoutées entre les électroaimants et les laminations du rotor (Figure 6-5). De cette façon, lors du démarrage de l'asservissement, le rotor est près de son point d'équilibre et la loi de commande peut le stabiliser à son point d'opération. Ensuite, lorsque l'arbre est stable, les entretoises peuvent être retirées à la main si désiré.

En premier lieu, les gains obtenus par *SISOTool* (Tableau 6-1) ont été intégrés dans le contrôleur mais le rotor ne tendait pas vers la stabilité, l'arbre était complètement instable et frappait les parois du stator de façon brutale. Les gains du régulateur PID étaient trop élevés pour le montage expérimental. Donc, les gains PID du régulateur de position de l'axe vertical ont été grandement réduits lors de l'implantation expérimentale. La lecture analogique du DSP ne semble pas suffisamment stable pour avoir de fort gain PID. Le Tableau 6-3 résume la modification. Le même principe sera appliqué au régulateur de la position horizontale car le même problème a été identifié. Les pôles du PMH asservie avec le PID avec gains réduits se rapprochent de l'axe des imaginaires selon le lieu des racines. Étant donné que les pôles sont

très proche d'être marginalement stables, il y a plus d'oscillation lors de la stabilisation selon la simulation.

En simulation, la boucle de position à la verticale permettait de stabiliser le rotor en 100 ms. Comme la Figure 6-6 le démontre, la validation expérimentale a été un succès, car le rotor a été stabilisé à la verticale. Le temps de stabilisation est d'environ 120 ms, et le dépassement maximal est minime. Le déplacement sur la Figure 6-6 est de 0,1 mm.

Tableau 6-3 : Fonction de transfert du palier magnétique ainsi que les gains du régulateur pour la position en simulation et sur le montage expérimental pour l'axe verticale

<i>Fonction de transfert de la force verticale du PM</i>	Gain PID en simulation	Gain PID sur le montage expérimental
$\frac{6,09}{s^2 - 4368}$	P : 19800 I : 171000 D : 196	P : 4000 I : 37600 D : 78

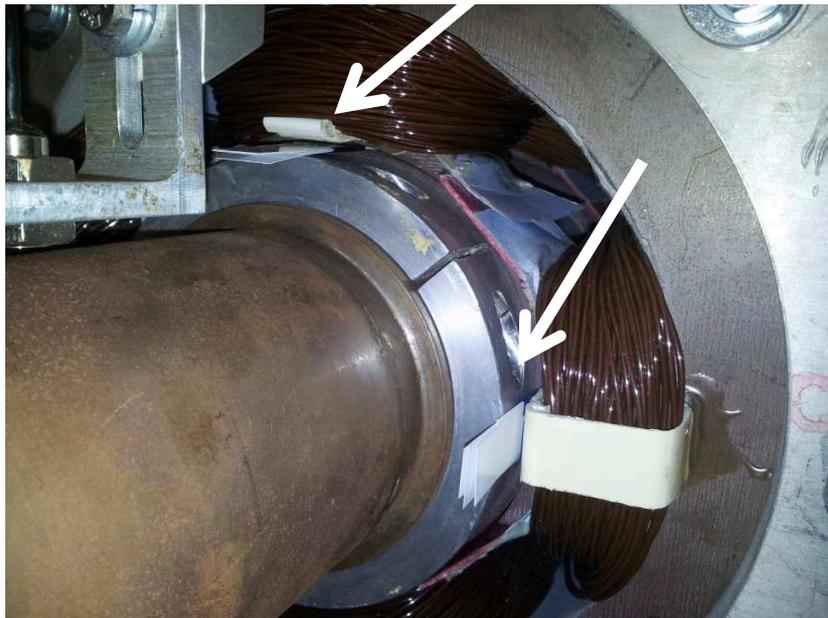


Figure 6-5: Image des entretoises placés dans le PMH

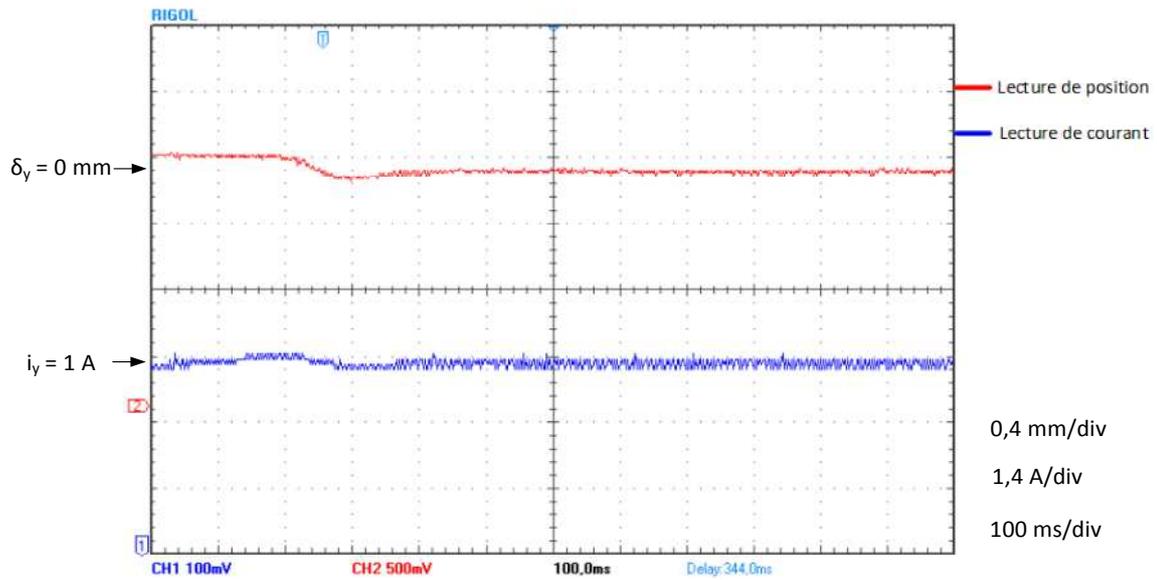


Figure 6-6: Stabilisation de la boucle de position à la verticale

Afin de valider la raideur du palier magnétique, le rotor a subi des impacts qui ont été capturés par oscilloscope. Même s'il y a un léger impact sur l'arbre (Figure 6-7), la loi de commande peut conserver le rotor en stabilité. Il est important de mentionner que les entretoises ont été retirées lors des tests d'impact.

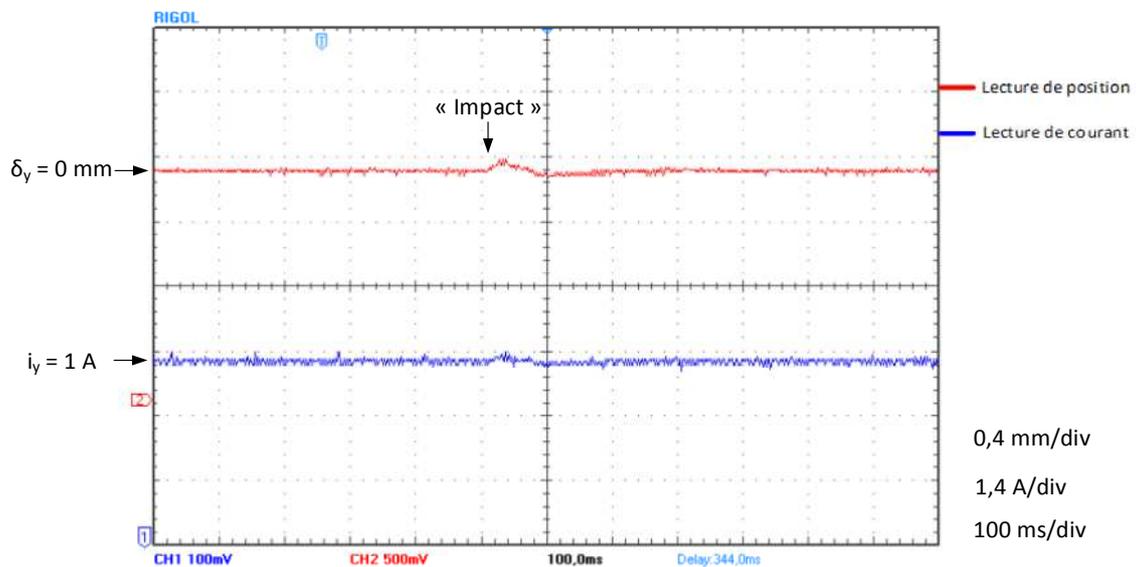


Figure 6-7: Stabilisation de la boucle de position à la verticale avec un léger impact

De plus, si l'impact est violent (entre 75 et 100 N) (Figure 6-8), la loi de commande parvient à conserver le palier magnétique dans un état stable. L'image par oscilloscope démontre que le dépassement est d'une grande amplitude (0,6 mm), et que 300 ms est nécessaire pour d'atteindre à nouveau un état stable. L'explication de la différence en termes de temps de stabilisation et de raideur entre les simulations et le montage expérimental pour la boucle de position est la diminution des gains PID. Ceci peut expliquer la flexibilité sur la zone d'opération de l'arbre. Selon les simulations, si le rotor se déplaçait plus loin que δ_y ou $\delta_x > 0,27$ mm, le système devenait instable. La Figure 6-8 présente un déplacement de 0,6 mm et la commande réussit à stabiliser l'arbre à nouveau. En diminuant les gains de la commande PID la raideur de l'arbre a aussi diminué, ce qui peut affecter la zone d'opération de l'arbre. Ceci sera discuté lors de la conclusion de ce chapitre.

6.5 Asservissement en position de l'axe horizontal

En simulation, la boucle de position à l'horizontale permettait de stabiliser le rotor en 100 ms. Comme la Figure 6-9 le démontre, la validation expérimentale a aussi été un succès car le rotor a été stabilisé à l'horizontale. Le temps de stabilisation est d'environ 200 ms et le déplacement effectué était de 0,4 mm. Encore une fois une stabilisation en partant d'un $\delta_x > 0,27$ mm est un résultat non attendu. Ceci sera discuté dans la conclusion.

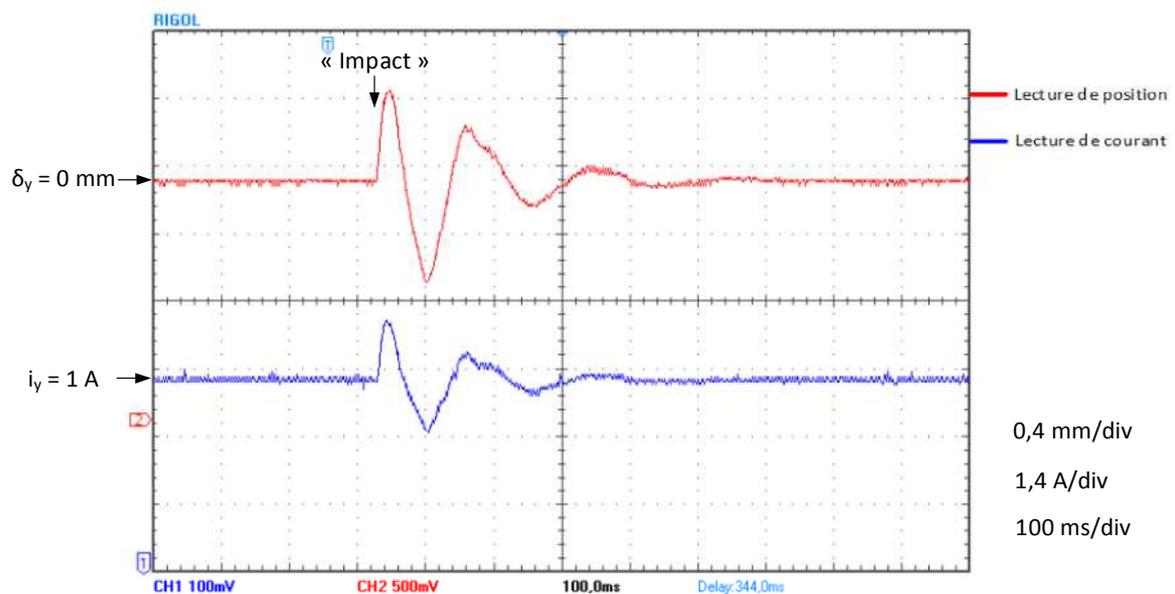


Figure 6-8: Stabilisation de la boucle de position à la verticale avec un impact violent

Les résultats à la verticale démontraient une stabilité et une raideur accrues. La Figure 6-9 démontre que le rotor est sur un point d'équilibre mais la stabilisation a été désordonnée. Le point d'équilibre semble plus difficile à maintenir à l'horizontale qu'à la verticale.

Contrairement à l'axe vertical, une légère variation de courant provoque un déplacement important sur l'axe horizontal. Afin de combattre la gravité, l'axe vertical consomme environ 1 A en tout temps. Sur l'axe horizontal, environ 0A est consommé car il n'y a pas de gravité et les aimants permanents génèrent le champ de polarisation.

Lorsque la loi de commande applique un courant minimal, un grand déplacement semble être entrepris par le rotor, ce qui explique la difficulté et la stabilisation désordonnée de l'axe horizontal. Lors de simulations, les gains PID étaient les mêmes pour l'axe vertical et l'axe horizontal, mais en pratique ce n'est pas possible. Les résultats présentés dans cette section utilisent des gains différents sur l'axe horizontal que ceux de l'axe vertical dans la section 6.4. Les gains PID à l'horizontale ont été grandement réduits comparativement à ceux utilisés dans la simulation. Étant donné que la zone d'opération en courant est autour de 0 A, il semble que la boucle de régulation de position s'adapte mieux avec la boucle de courant si le gain statique est plus faible. Le Tableau 6-4 résume les modifications apportées au gain PID.

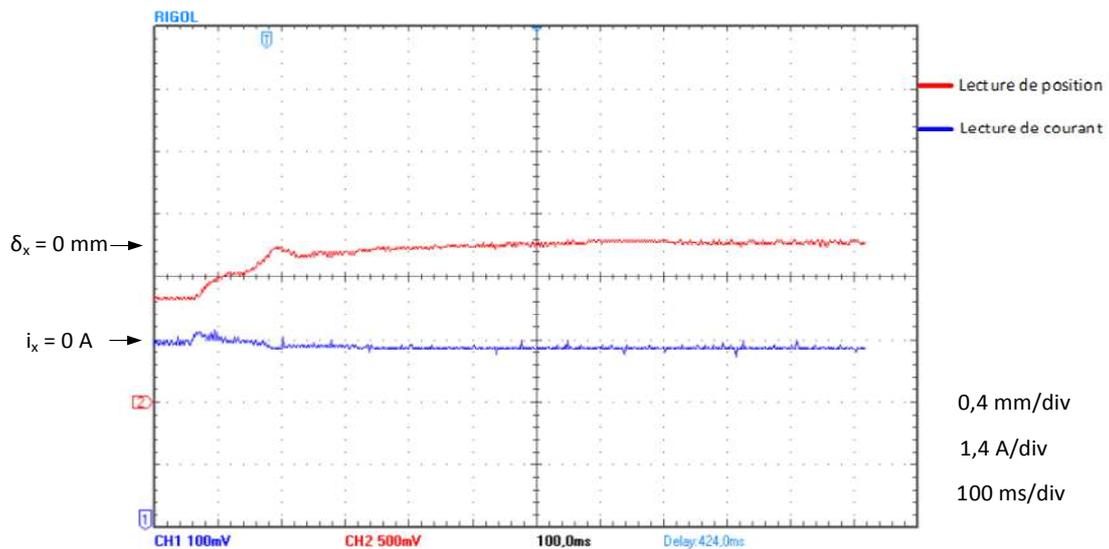


Figure 6-9: Stabilisation de la boucle de position à l'horizontale

Lorsque la loi de commande à l'horizontale est confrontée à un impact, les résultats sont similaires à ceux de l'axe vertical mais avec une raideur radiale plus faible. Premièrement, un léger impact est stabilisé par la loi de commande, comme le démontre la Figure 6-10.

Lorsque l'impact est violent, le rotor oscille plus longtemps que la verticale (400 ms), mais la loi de commande parvient tout de même à stabiliser le rotor, comme il est démontré à la Figure 6-11, la raideur semble plus faible sur l'axe horizontal que sur l'axe vertical. Donc, il est plus facile de déplacer le rotor sur l'horizontale.

Tableau 6-4 : Fonction de transfert du palier magnétique ainsi que les gains du régulateur pour la position en simulation et sur le montage expérimental pour l'axe horizontale

<i>Fonction de transfert de la force verticale du PM</i>	Gain PID en simulation	Gain PID sur le montage expérimental
$\frac{6,09}{s^2 - 3,553e^{-15}s - 267,3}$	P : 19800 I : 171000 D : 196	P : 2600 I : 13700 D : 60

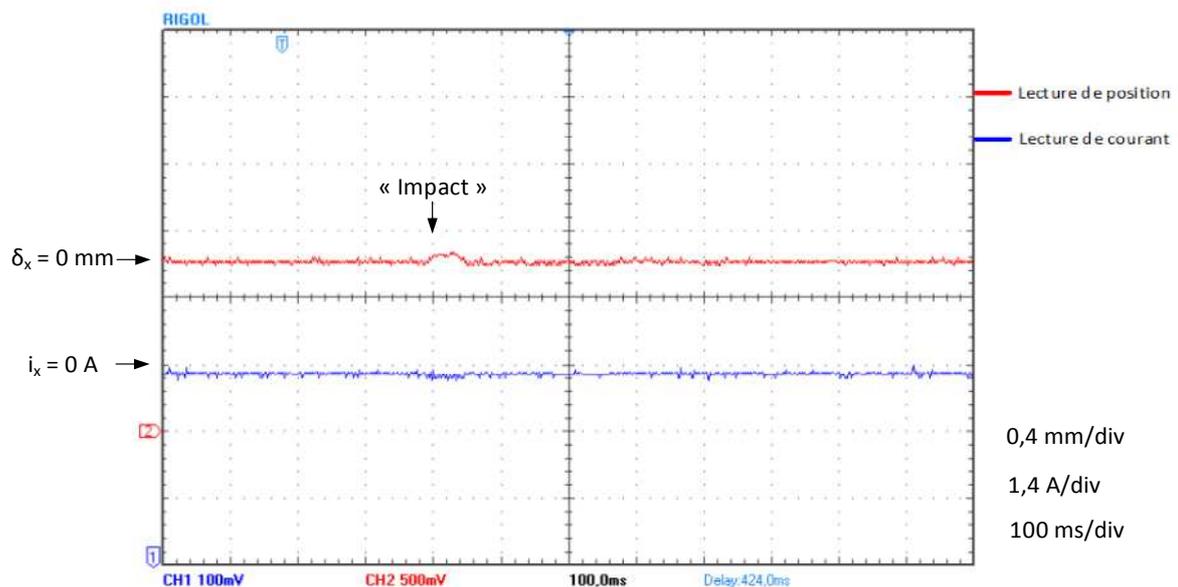


Figure 6-10: Stabilisation de la boucle de position à l'horizontale avec un léger impact

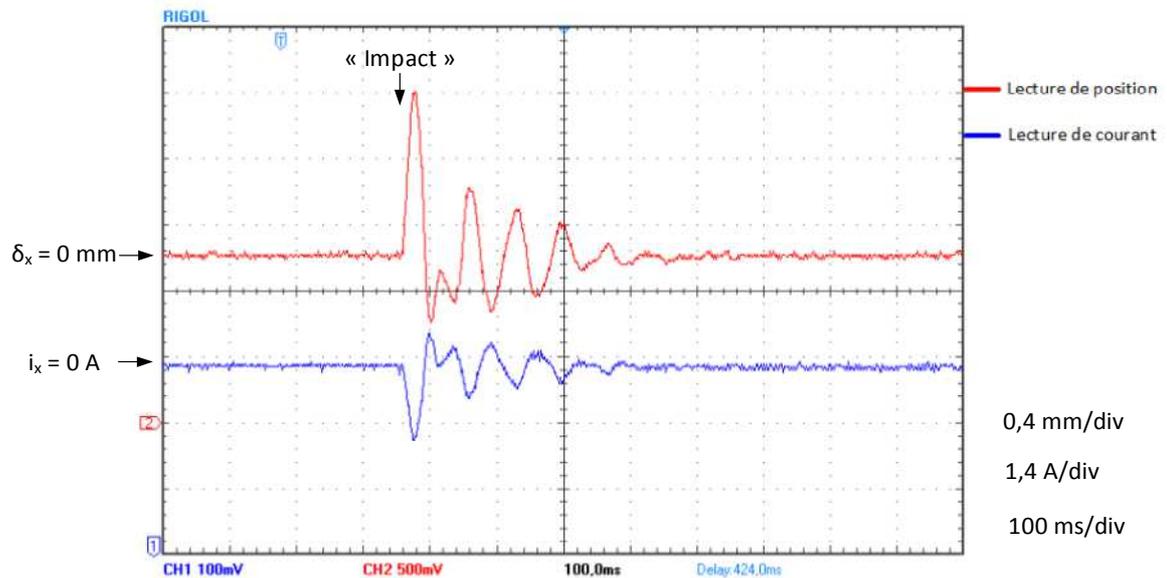


Figure 6-11: Boucle de position à l'horizontale avec un impact violent

6.6 Asservissement des axes vertical et horizontal

L'étape suivante est de valider si les 2 asservissements offrent les mêmes performances lorsqu'ils sont actifs simultanément. Dans les simulations, les déplacements à l'horizontale ont été pris en compte dans la lecture à la verticale et vice-versa. De cette façon, il a été validé que le changement de position de l'axe perpendiculaire n'affecte pas l'axe présent. Asservir un axe ou 2 axes ne présentait aucune différence lors de simulation.

Les effets de magnétisme lorsque les 2 axes sont asservis en même temps n'ont pas été pris en compte. Lorsque l'axe vertical est asservi, le flux magnétique passe par le rotor mais aussi par le stator afin de compléter le circuit magnétique (Figure 1-7). La même chose arrive lors de l'asservissement à l'horizontale. Donc, lorsque les 2 axes sont asservis en même temps, les flux magnétiques des 2 axes interfèrent.

De plus, avoir 2 amplificateurs de courant en fonction avec 2 circuits magnétiques alimentés augmente la puissance du bruit induit dans les capteurs. Ceci est un problème pouvant nuire à la stabilité du rotor.

Les Figure 6-12 et Figure 6-13 présentent la position et le courant à la verticale et à l'horizontale respectivement lorsque les 2 axes sont asservis en même temps

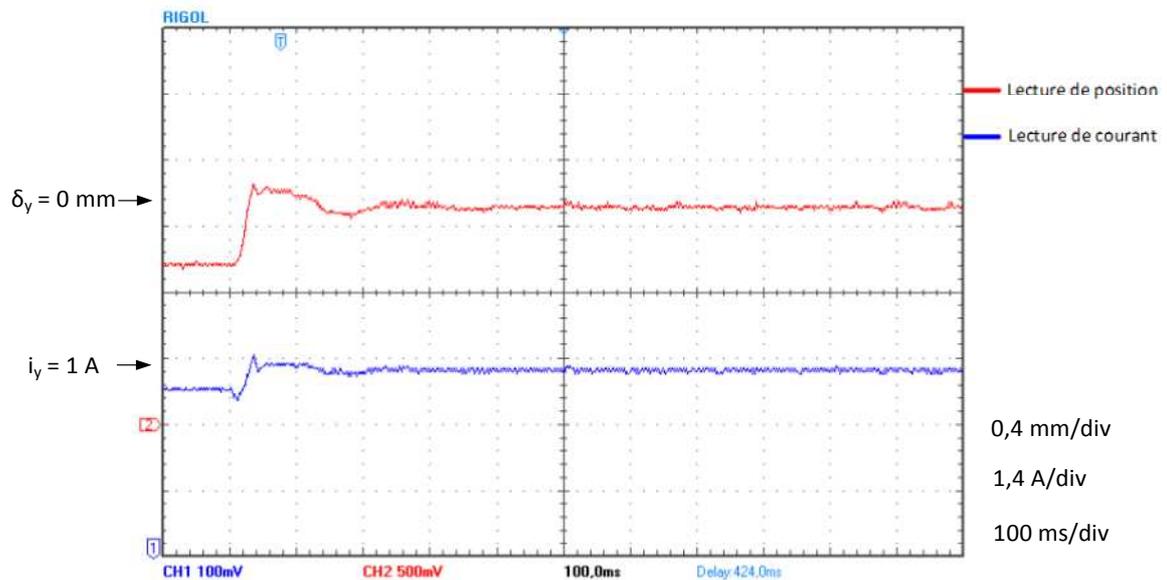


Figure 6-12: Position et courant à la verticale lors de stabilisation simultanée des axes

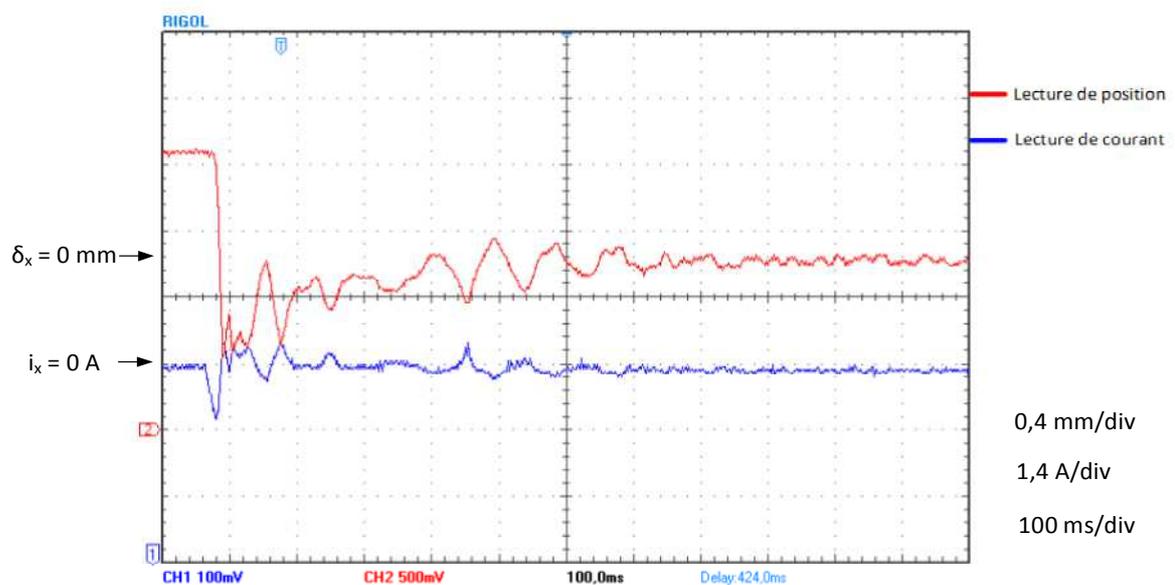


Figure 6-13: Position et courant à l'horizontal lors de stabilisation simultanée des axes

Le temps de stabilisation est un peu plus long pour l'axe vertical (200 ms) mais la commande sur cet axe semble tout de même stable et performante. Par contre, pour l'axe horizontal la stabilisation est désordonnée et longue. Le temps de stabilisation est d'environ 600 ms. Même lorsque le rotor est stable à l'horizontale, il semble avoir une légère oscillation. Par contre cette oscillation est très minime ($\pm 0,05$ mm). Cette dernière est causée par la raideur plus

faible et la sensibilité aux changements de courant sur l'axe horizontal. Cette étape démontre que l'objectif du mémoire a été atteint car le rotor se stabilise sur les 2 axes simultanément.

Ensuite on peut voir dans les Figure 6-14 et Figure 6-15 quelle est la conséquence d'un impact léger vertical, horizontal ou diagonal lorsque le rotor est en lévitation.

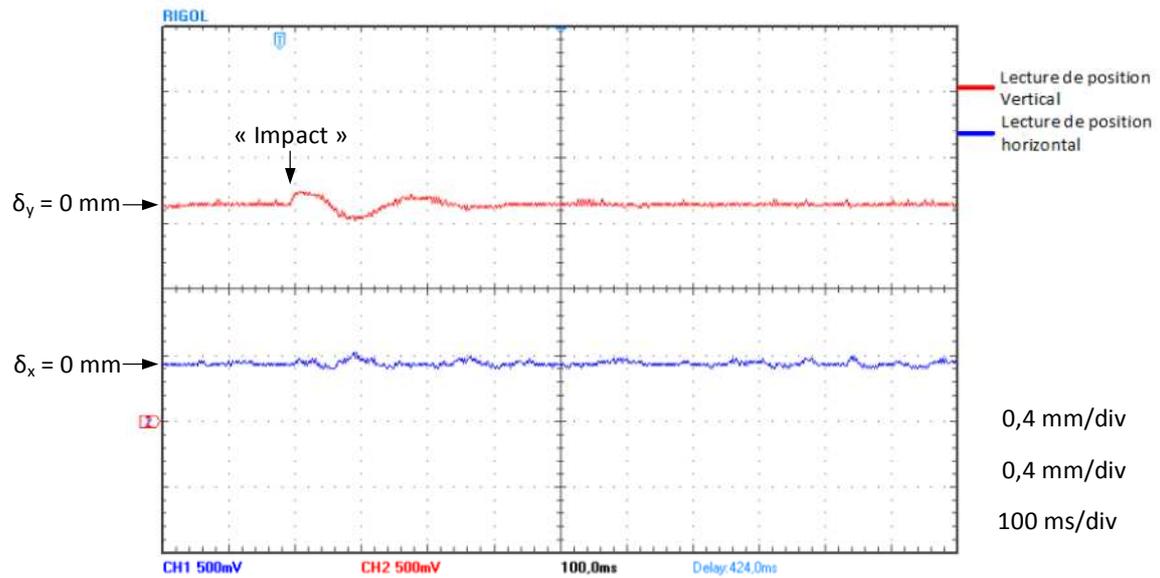


Figure 6-14: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact vertical

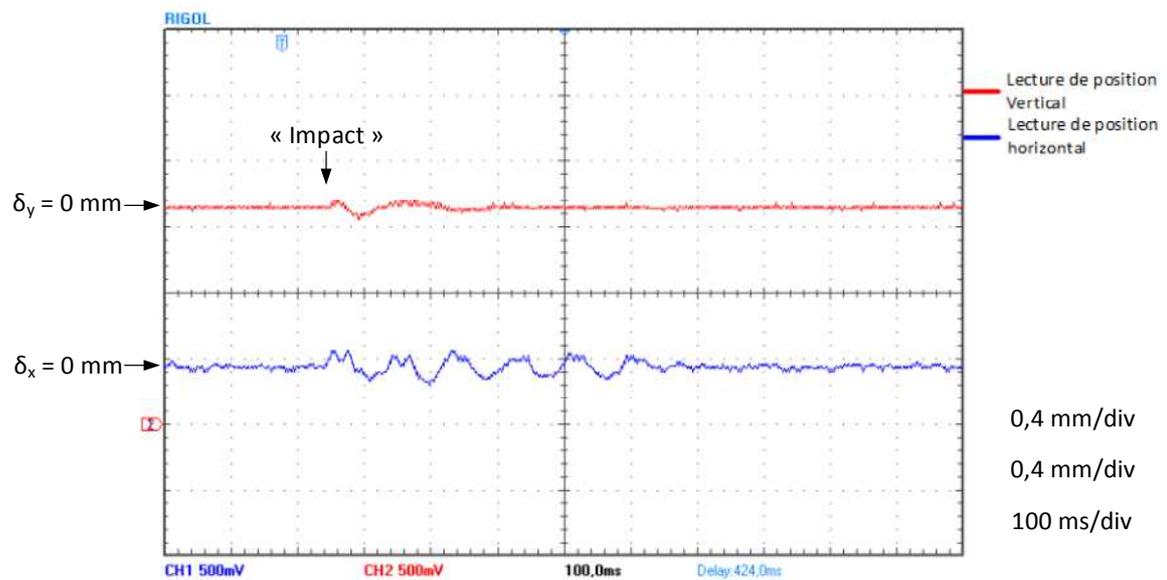


Figure 6-15: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact horizontal

Lors d'impact, l'axe vertical réussit à stabiliser rapidement. De plus, les oscillations sur l'axe vertical sont alternatives et diminuent d'amplitude avec le temps. L'axe horizontal se stabilise aussi, mais le résultat n'est pas aussi contrôlé que l'axe vertical. À l'horizontale, les oscillations sont en dents de scie et légèrement aléatoires. Ceci fait en sorte que la stabilisation est beaucoup plus longue. La commande pour réguler la position horizontale semble plus difficile que réguler la position verticale. Il est à noter qu'un léger impact est tout de même contrôlé sur les 2 axes.

Ensuite on peut voir dans les Figure 6-16 et Figure 6-17 quelle est la conséquence d'un impact violent lorsque le rotor est en lévitation

Lorsqu'un impact violent est appliqué sur le rotor, les 2 axes tombe en oscillation immédiatement. Par contre, en moyenne les 2 axes réussissent à rejoindre un état stable en environ 1 seconde. Durant cette seconde le rotor est complètement instable et frappe les parois du stator.

Finalement, la Figure 6-18 présente le résultat de l'asservissement lorsque le rotor est entraîné en rotation manuellement

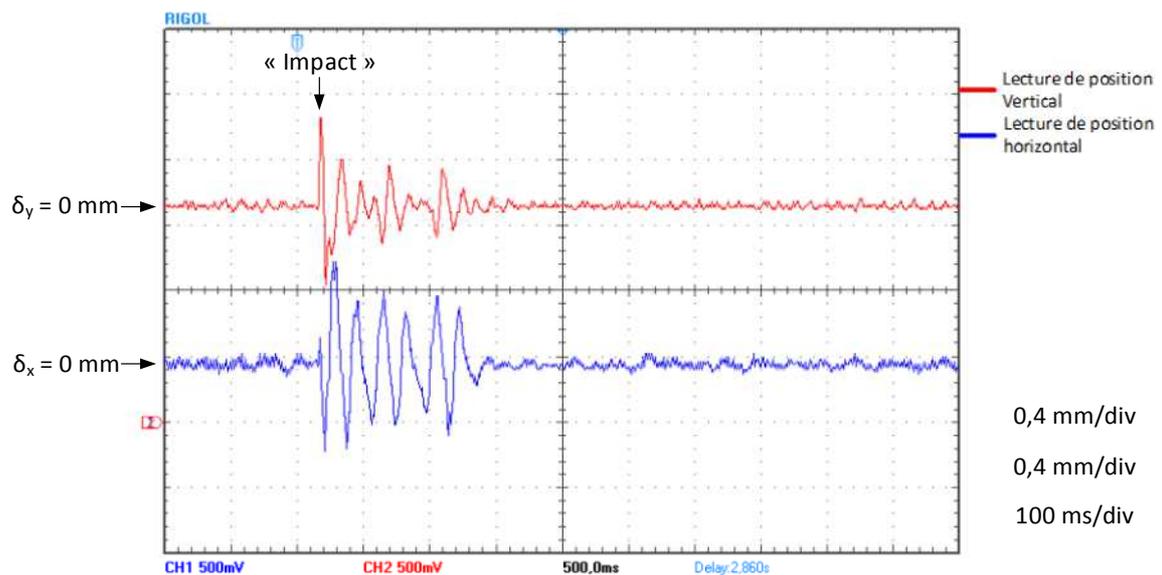


Figure 6-16: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact violent vertical

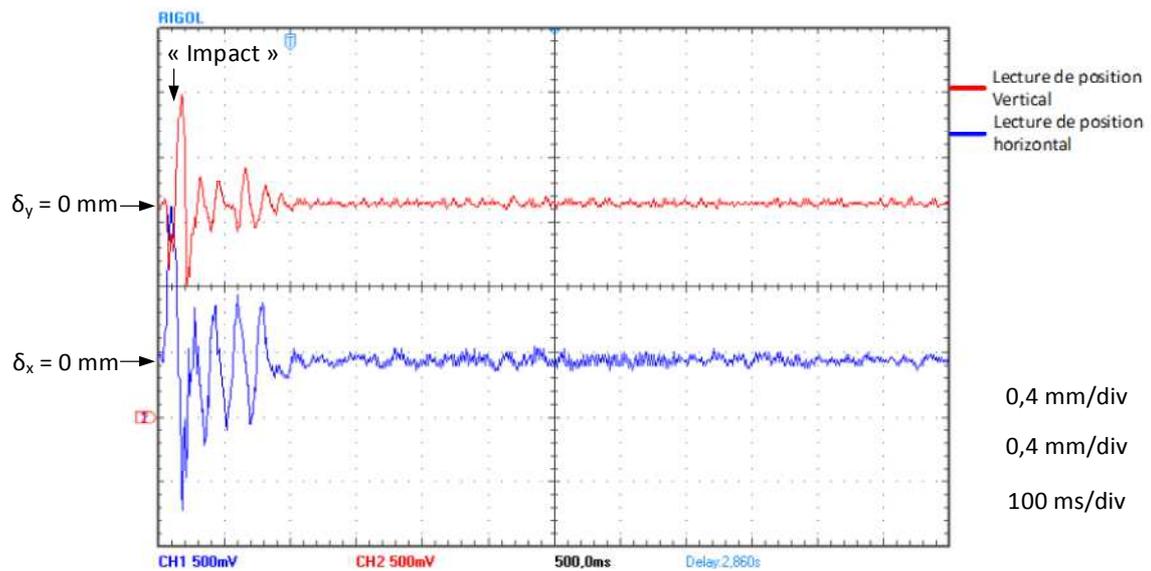


Figure 6-17: Stabilisation de la position horizontale et verticale avec un impact violent horizontal

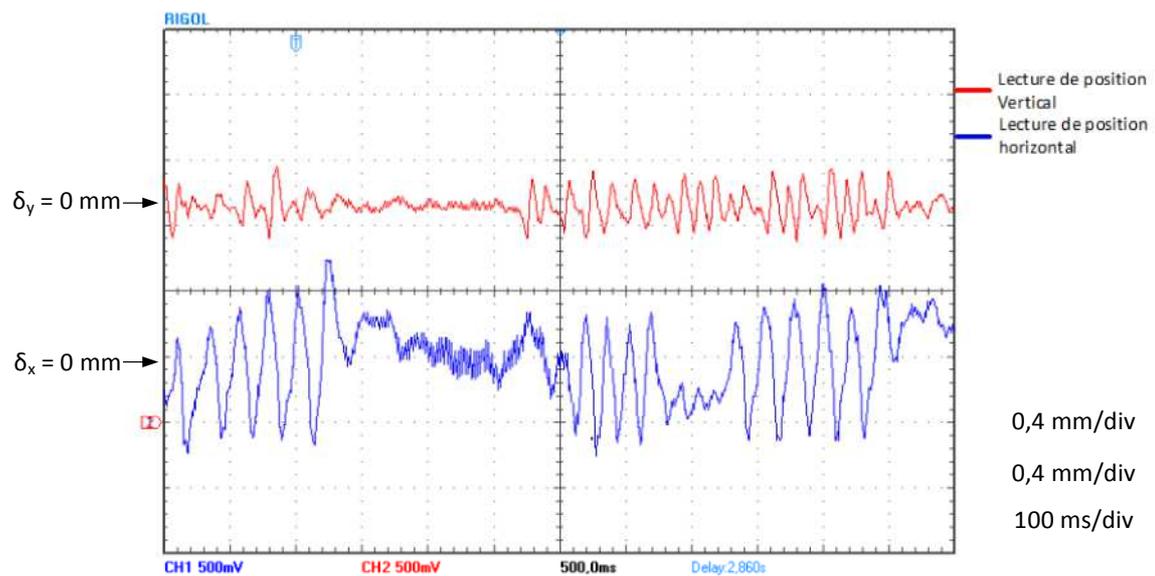


Figure 6-18: Stabilisation de la position horizontale et verticale lorsque la rotation du rotor est entraîné manuellement

Sur une plage de 6 secondes, le rotor n'a pas réussi à être stable sur les 2 axes. Pendant 1,5 seconde le rotor est stable sur la verticale et quasiment stable sur l'horizontale. Donc, dès que la moindre rotation est impliquée dans le montage, la loi de commande PID n'est plus en mesure de conserver un état stable. Si la vitesse du rotor était parfaitement constante, donc n'impliquant aucune accélération, les résultats seraient peut-être différents. La Figure 6-18 démontre bien le résultat d'une loi de commande conçue sans considérer une possibilité de

rotation. Par contre, si la loi de commande pour l'axe horizontal offrait des performances similaires à la loi de commande pour l'axe vertical, les résultats seraient peut-être différents.

6.7 Conclusion

Les simulations effectuées par MATLAB^{MC} représentaient la réalité, car le palier magnétique peut être asservi par une commande PID. Par contre, avec le bruit ajouté lors de génération de champs magnétiques et de la commutation des IGBTs, le contrôle n'est pas aussi stable que ce que les simulations avaient montré. De plus, il était possible en simulation d'appliquer des forces immédiates de 500 N et le PID conservait le palier magnétique en stabilité. En validation expérimentale, un impact le moins violent rend le système instable mais il se stabilise après une certaine période de temps. Ceci est un résultat intéressant, car ceci n'avait pas été évalué lors de simulation. Comme il a été dit précédemment, des gains plus faibles pour la commande PID amène une raideur faible. Donc, il est facile de déplacer le rotor hors de son point d'opération. Par contre, cette faible raideur semble amener une amélioration sur la flexibilité de la zone d'opération de l'arbre. Dans certaines figures de ce chapitre, le rotor est entré en collision avec le stator et la loi de commande à tout de même stabilisé l'arbre à nouveau. Le temps de stabilisation pouvait être long, mais l'arbre était tout de même stabilisé. Avec *Simulink*, lorsque le rotor se déplaçait hors de sa zone d'opération, la loi de commande n'était pas conçue pour appliquer la force requise afin de permettre un nouveau déplacement du rotor dans la direction opposée. En pratique, la limite de l'intégrateur était très élevée. Même lorsque le rotor est en contact avec une paroi du stator, la loi de commande peut le déplacer et même le stabiliser. Ceci pourrait être appliqué pour une commande adaptative. Par exemple, un PID avec faible raideur est utilisé lors du démarrage, et lorsque l'arbre est centré, les gains du PID sont modifiés afin d'obtenir une raideur accrue dans la zone d'opération.

Une autre raison éloignant les résultats simulés et validés sont la lecture analogique. Elle détient une erreur de ± 10 décimales sur 4095 sans considérer le bruit. Ceci nuit à obtenir les mêmes performances qu'en simulation où une lecture parfaite était assumée. Si on applique de forts gains PID sur une lecture bruitée, il est très difficile pour la loi de commande de maintenir une consigne précise. La différence de gain entre les valeurs simulées et intégrées est énorme. Par contre, une étude approfondie des sources de bruits ainsi qu'une comparaison de la dynamique du montage expérimental et de la simulation amènerait des pistes de solutions

afin de rejoindre la réalité et les simulations démontrées dans le chapitre 4. De plus, est-il possible que le modèle linéaire présenté dans ce mémoire ne puisse pas être utilisé pour concevoir une loi de commande fonctionnelle sur le montage expérimental?

La validation expérimentale était une partie très importante du présent mémoire. La fonctionnalité de l'asservissement sur un montage de PMH est une grande réussite, car il y a très peu de documentation à ce sujet dans la littérature. Le palier magnétique nécessite certaines conditions pour stabiliser la lévitation, malgré ce point à améliorer, ces données sont importantes pour l'avancement de cette technologie car la position de l'arbre du palier magnétique a été réglée.

CHAPITRE 7 **Conclusion**

L'objectif principal de cette étude consiste à concevoir un asservissement pour un PMH homopolaire sans rotation à l'aide de MATLAB^{MC} et de le valider sur un montage expérimental. La commande est de type linéaire et le rotor est sans rotation. Cette étude est d'actualité, car une telle technologie peut être utilisée dans plusieurs situations qui augmenteraient l'efficacité et le rendement. Le principal exemple dans ce document est le système de stockage d'énergie par volant d'inertie (SSEVI). Les SSEVIs sont limités par les pertes générées par le roulement à billes. De plus, comme il a déjà été mentionné, un roulement à billes nécessite un entretien régulier. Si ce roulement est changé pour un palier magnétique, plusieurs avantages s'additionnent et de nouvelles possibilités s'ajoutent. Un SSEVI par roulement à billes n'est pas un système durable, dû à l'usure qui impose le remplacement. Par contre, avec le remplacement par un palier magnétique, la durée de vie est augmentée de façon exponentielle. Des paliers magnétiques actifs existent sur le marché et permettent des applications de longue durée avec des pertes réduites. De plus, les paliers magnétiques hybrides ont un champ de polarisation provenant d'aimants permanents, donc la consommation électrique est réduite. Des applications nécessitant une consommation énergétique réduite ont grandement besoin de PMHs. Avec le peu d'expérimentation faite sur les PMHs jusqu'à ce jour, ce mémoire est d'actualité en apportant des résultats par simulation et par expérimentation.

7.1 **Sommaire des travaux**

Le chapitre 1 permet de mettre en contexte la problématique selon laquelle l'objectif de ce mémoire a été choisi. Par la suite, le chapitre 2 fait une revue de littérature sur les technologies actuelles englobant les paliers magnétiques. En passant par les systèmes de stockage d'énergie pour ensuite introduire l'utilisation d'un palier magnétique dans cette technologie, l'état de l'art de ce mémoire permet de bien visualiser l'importance de l'utilisation d'un palier magnétique hybride. De plus, les lois de commandes usuelles et utilisées pour des paliers magnétiques actifs sont présentées à la fin du chapitre 2. Cette section offre un aperçu de la performance des lois de commande des paliers magnétiques.

Au chapitre 3, l'équation de la force d'attraction du palier magnétique hybride homopolaire a d'abord été exprimée mathématiquement en considérant tous les aspects non-linéaires en

présence, puis linéarisée autour d'un point d'opération. Cette étape est nécessaire car elle permet de bâtir une commande autour du point d'équilibre. Cette technique améliore les performances de la commande dans la zone visée. Par la suite, des lois de commande telle une commande PID et une commande par retour d'état ont été conçues et comparées par simulation au chapitre 4. Cette section permet de voir les avantages et les inconvénients de chaque méthode. C'est un comparatif très intéressant pour un PMH. Finalement, la loi de commande PID fut implantée sur un montage expérimental au chapitre 5. L'implantation physique a été effectuée en imbriquant une boucle de courant à une boucle d'asservissement en position. Premièrement, il a fallu 2 amplificateurs de courant fonctionnels. Ensuite, des capteurs de position et de courant ont dû être placés sur le montage et interfacés avec un contrôleur DSP. De plus, toute la logique du contrôleur DSP *TMS320F2812* afin de commander le palier magnétique hybride homopolaire a été programmée. Finalement, le chapitre 6 présente les tests qui ont été entrepris afin de valider la loi de commande PID sur les axes vertical et horizontal simultanément. Cette section est la clé du mémoire grâce aux résultats expérimentaux. Le temps de stabilisation de la position de l'arbre a été de 200 ms et 600 ms pour l'axe vertical et horizontal respectivement. Le dépassement maximal lors de stabilisation au point d'équilibre est de 0,05 mm pour l'axe vertical et 0,2 mm pour l'axe horizontal. En simulation, dans un environnement similaire, le temps de stabilisation de la position de l'arbre était de 100 ms pour les 2 axes et le dépassement maximal quasiment nul (0,02 mm). Les résultats sur le montage expérimental ont démontré une raideur radiale inférieure à celle présentée en simulation. La raison de la diminution de la raideur est que les gains PID des régulateurs de position pour l'axe vertical et horizontal ont été réduits comparativement à ceux utilisés en simulation. Le motif était que les gains utilisés en simulation ne parvenaient pas à stabiliser l'arbre du palier magnétique. Le rotor se heurtait sans cesse aux parois. En diminuant les gains, l'arbre a finalement cessé de frapper les parois du stator et s'est stabilisé au centre. Les gains de la simulation étaient trop élevés car la masse effective à léviter est probablement inférieure à 100 kg, ce qui expliquerait pour le courant consommé sur l'axe vertical était de 1 A (montage expérimental) et non 1.6 A (simulation). L'entrefer mesuré sur le montage était de 2 mm, le diamètre extérieur de palier est de 230 mm et le rayon de l'arbre est de 100 mm, ce qui respecte les dimensions utilisées dans MATLAB^{MC} (Tableau 5-1). Étant donné qu'il y a un bruit constant sur le montage dû à la

commutation des transistors et au champ magnétique des électroaimants, il a fallu réduire la puissance des gains PID sinon la commande oscillait autour de la consigne. Une meilleure précision pour la lecture analogique pourrait aider à augmenter la raideur radiale. Par contre, une faible raideur radiale augmente la zone de déplacement du rotor. La validation sur le montage expérimental montre que la commande de position à la vertical et à l'horizontal peut stabiliser l'arbre du stator même si les déplacements de δ_y ou δ_x sont de 0,7 mm. En simulation, un déplacement de δ_y ou δ_x supérieur à 0,27 mm ne pouvait pas être stabilisé, ce qui est un résultat intéressant afin d'éviter les entretoises pour stabiliser l'arbre du palier magnétique.

7.2 Contribution

En ce moment, peu d'études ont visé les paliers magnétiques hybrides. Dans la littérature scientifique, beaucoup de documentation présentant des résultats par simulation et par montage expérimental sur des paliers magnétiques actifs sont présents. Par contre, très peu portent sur des études visant des PMHs. C'est pour cette raison que ce mémoire apporte une contribution. Grâce aux simulations et surtout aux résultats expérimentaux obtenus en utilisant un PMH homopolaire comme système et montage, ce mémoire apporte de nouvelles connaissances dans la littérature. Par simulation, le présent document démontre qu'il est possible de commander un palier magnétique hybride par plusieurs types de commandes linéaires. Ensuite, la fonctionnalité de la commande PID a été démontrée lors de l'implantation expérimentale. En effet, le PID conçu par MATLAB^{MC} a été programmé dans un contrôleur qui maintient en lévitation le rotor du PMH homopolaire.

7.3 Perspectives

Plusieurs études futures sont possibles en se basant sur ce projet. En premier lieu, l'asservissement a été validé sur un seul côté du rotor (Figure 1-6). Une future étape serait de remplacer le roulement à billes par un autre PMH homopolaire identique au premier et valider qu'il est possible de maintenir en lévitation les 2 côtés du montage simultanément. Cette modification nécessite d'améliorer le programme MATLAB^{MC} du palier magnétique afin d'intégrer le deuxième côté. Ensuite, le bruit induit sur les capteurs a été diminué grâce aux filtres de Bessel d'ordre 2 ajoutés sur les signaux des capteurs. La diminution du bruit a grandement contribué aux performances de l'asservissement. Une étude plus approfondie sur

d'autres filtres ou d'autres méthodes de filtrage contribuerait aux performances de l'asservissement. Si le bruit est diminué, les gains PID de la loi de commande pourront être augmentés, ce qui devrait améliorer la raideur du PMH. De plus, la rotation n'a pas été prise en compte dans ce mémoire, une étape primordiale est d'entreprendre un asservissement permettant une rotation. Ce genre de situation nécessitera probablement un contrôle adaptatif. Finalement, concevoir et valider une commande non-linéaire sur le montage expérimental du PMH est une étape importante. Une commande adaptative pourrait offrir de meilleures performances au niveau de la stabilité et de la raideur comparativement à la commande PID présentée dans ce mémoire.

ANNEXE 1

Cette annexe contient le développement mathématique appliqué sur l'équation de la force magnétique du PMH homopolaire en fonction du courant et de l'entrefer. En premier lieu, cette section démontre chaque étape du calcul de la dérivée partielle des termes G_y , I_y et J_y de la force magnétique en fonction du courant et en fonction de l'entrefer. Ensuite, selon la simplification que $l_a k_{ea} \gg \delta_e$, les dérivées partielles de la force magnétique en fonction du courant et de l'entrefer seront réduites à une expression plus simple.

L'équation de la dérivée partielle de la force magnétique verticale appliquée au rotor par rapport au courant vertical est la suivante.

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} = \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{\partial G_y}{\partial i_y} + \frac{\partial C_y}{\partial i_y} + \frac{\partial J_y}{\partial i_y} \right) \quad (\text{A1.1})$$

Les termes G, I et J sont dérivés indépendamment afin de faciliter la manipulation de l'équation. Tous les termes ont un dénominateur et un numérateur, donc la formule de dérivation A1.3 est utilisée pour la dérivée.

$$f = \frac{u}{v} \quad (\text{A1.2})$$

$$f' = \frac{u' * v - u * v'}{v^2} \quad (\text{A1.3})$$

Étant donné qu'il n'y a pas de variable de courant dans le terme G, la dérivée partielle de G en fonction du courant est égale à 0. En effet, il est impossible de dériver le terme G par une variable inexistante dans son équation.

$$\frac{\partial G_y}{\partial i_y} = 0 \quad (\text{A1.4})$$

Voici le résultat de la dérivée partielle de I et J en fonction du courant.

$$\frac{\partial C_y}{\partial i_y} = 2N\mu_0 B_r l_a \frac{(2(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 4\delta_y^2)((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 2\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2) - i_y(2(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 4\delta_y)(0)}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (\text{A1.5})$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial i_y} = 4N\mu_0 B_r l_a \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 4\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)} \quad (\text{A1.6})$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial i_y} = 4N^2 \mu_0^2 \delta_e \delta_y \frac{2i_y(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2 - i_y^2(0)}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^4} \quad (\text{A1.7})$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial i_y} = 8i_y N^2 \mu_0^2 \frac{\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (\text{A1.8})$$

Ensuite, l'équation (A1.9) est l'expression de la dérivée partielle de la force magnétique verticale par rapport à l'entrefer vertical.

$$\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} = \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} + \frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} + \frac{\partial J_y}{\partial \delta_y} \right) \quad (\text{A1.9})$$

Les résultats de la dérivée partielle de G, I et J en fonction de l'entrefer sont les suivants.

$$\begin{aligned} \frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} & \quad (\text{A1.10}) \\ & = \frac{(8B_r^2 l_a^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e))((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^2 - \left((8B_r^2 l_a^2 \delta_y (l_a k_{ea} + 2\delta_e)) \left(2((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(-8\delta_y) \right) \right)}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^4} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} = 8B_r^2 l_a^2 \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 + 12\delta_y^2)}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^3} \quad (\text{A1.11})$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \quad (\text{A1.12})$$

$$= 2N\mu_0 B_r l_a i_y \frac{8\delta_y((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2) - (2(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 4\delta_y^2)(-2(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_y - 8\delta_e^2\delta_y + 16\delta_y^3)}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2}$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} = 8N\mu_0 B_r l_a \delta_y i_y \frac{\delta_e(l_a k_{ea} + 2\delta_e)[(l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2 + 3\delta_e^2 - 8\delta_y^2] - 8\delta_y^4}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)^2 (\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (\text{A1.13})$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial \delta_y} = \frac{(4N^2\mu_0^2 i_y^2 \delta_e)(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2 - (4N^2\mu_0^2 i_y^2 \delta_e \delta_y)(2(\delta_e^2 - \delta_y^2)(-2\delta_y))}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^4} \quad (\text{A1.14})$$

$$\frac{\partial J_y}{\partial \delta_y} = 4N^2\mu_0^2 i_y^2 \delta_e \frac{\delta_e^2 + 3\delta_y^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \quad (\text{A1.15})$$

Ensuite, selon la simplification que $l_a k_{ea}$ est beaucoup plus grand que δ_e , les expressions finales des dérivées partielles de la force magnétique ont été réduites. Premièrement, voici la simplification pour l'expression de la force magnétique dérivée en fonction du courant.

En insérant $\frac{\partial G_y}{\partial i_y}$, $\frac{\partial C_y}{\partial i_y}$ et $\frac{\partial J_y}{\partial i_y}$ dans l'équation (A1.1), on obtient :

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} = \frac{S_d}{\mu_0} \left(0 + 4N\mu_0 B_r l_a \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)} + 8i_y N^2 \mu_0^2 \frac{\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \right) \quad (\text{A1.16})$$

Ensuite il est possible de simplifier le dénominateur

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} = 4N\mu_0 \frac{S_d}{\mu_0} \left(B_r l_a (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} + 2i_y N \mu_0 \frac{\delta_e \delta_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \right) \quad (\text{A1.17})$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} = \frac{4N\mu_0}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{S_d}{\mu_0} \left(B_r l_a (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{((l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 - 4\delta_y^2)} + 2i_y N \mu_0 \delta_e \delta_y \right) \quad (\text{A1.18})$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} = \frac{4N\mu_0}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{S_d}{\mu_0} \left(B_r l_a (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{(l_a^2 k_{ea}^2 + 4l_a k_{ea} \delta_e + 4\delta_e^2 - 4\delta_y^2)} + 2i_y N \mu_0 \delta_e \delta_y \right) \quad (\text{A1.19})$$

En considérant que $l_a k_{ea}$ est beaucoup plus grand que δ_e et que δ_y ne sera jamais plus grande que δ_e , le dénominateur de $\frac{\partial F_y}{\partial i_y}$ est réduit à

l'expression suivante.

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} \cong \frac{4N\mu_0}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{S_d}{\mu_0} \left(B_r l_a (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{(l_a^2 k_{ea}^2 + 4l_a k_{ea} \delta_e)} + 2i_y N \mu_0 \delta_e \delta_y \right) \quad (\text{A1.20})$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} \cong \frac{4N\mu_0}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{S_d}{\mu_0} \left(B_r l_a (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{l_a k_{ea} (l_a k_{ea} + 4\delta_e)} + 2i_y N \mu_0 \delta_e \delta_y \right) \quad (\text{A1.21})$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial i_y} \cong \frac{4N\mu_0}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{B_r}{k_{ea}} (\delta_e^2 - \delta_y^2) \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)\delta_e + 2\delta_y^2}{l_a k_{ea} + 4\delta_e} + 2i_y N \mu_0 \delta_e \delta_y \right) \quad (\text{A1.22})$$

Maintenant pour le terme $\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y}$

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} = 8B_r^2 l_a^2 \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)(l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea} + 4\delta_e^2 + 12\delta_y)}{(l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea} + 4\delta_e^2 - 4\delta_y^2)^3} \quad (\text{A1.23})$$

En considérant que $l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea}$ est beaucoup plus grand que $4\delta_e^2$ et $-4\delta_y^2$, l'expression devient :

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} \cong 8B_r^2 l_a^2 \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)(l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea} + 12\delta_y)}{(l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea})^3} \quad (\text{A1.24})$$

En réorganisant les termes on obtient :

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} \cong 8B_r^2 l_a^2 \frac{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)(l_a^2 k_{ea}^2 + 4\delta_e l_a k_{ea} + 12\delta_y)}{l_a^3 k_{ea}^3 (l_a k_{ea} + 4\delta_e)^3} \quad (\text{A1.25})$$

$$\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8B_r^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)}{l_a k_{ea}^3} \frac{(l_a k_{ea} (l_a k_{ea} + 4\delta_e) + 12\delta_y)}{(l_a k_{ea} + 4\delta_e)^3} \quad (\text{A1.26})$$

Pour le terme $\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y}$:

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} = 8N\mu_0 B_r l_a \delta_y i_y \frac{\delta_e (l_a k_{ea} + 2\delta_e) [(l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2 + 3\delta_e^2 - 8\delta_y^2] - 8\delta_y^4}{(l_a k_{ea} + 2\delta_e)^2 (\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \quad (\text{A1.27})$$

Étant donné que $\delta_e (l_a k_{ea} + 2\delta_e) (l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2$ est beaucoup plus grand que $-8\delta_y^2 \delta_e (l_a k_{ea} + 2\delta_e)$, $3\delta_e^3 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)$ et $-8\delta_y^4$, on simplifie $\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y}$ à :

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8N\mu_0 B_r l_a \delta_y i_y \delta_e (l_a k_{ea} + 2\delta_e) (l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)^4} \quad (\text{A1.28})$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8N\mu_0 B_r l_a \delta_e \delta_y i_y (l_a k_{ea} + 3\delta_e)^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)^3} \quad (\text{A1.29})$$

En agrandissant les termes au carré l'expression devient :

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8N\mu_0 B_r l_a \delta_e \delta_y i_y}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 9\delta_e^2}{l_a k_{ea} (l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 12\delta_e^2)} \quad (\text{A1.30})$$

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8N\mu_0 B_r l_a \delta_e \delta_y i_y}{k_{ea} (\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} \frac{l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 9\delta_e^2}{l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 12\delta_e^2} \quad (\text{A1.31})$$

En considérant que $\frac{l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 9\delta_e^2}{l_a^2 k_{ea}^2 + 6\delta_e l_a k_{ea} + 12\delta_e^2}$ est environ égal à un, l'équation devient :

$$\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y} \cong \frac{8N\mu_0 B_r l_a \delta_e \delta_y i_y}{k_{ea} (\delta_e^2 - \delta_y^2)^2} = \frac{8N\mu_0 B_r l_a i_y}{k_{ea}} \frac{\delta_e \delta_y (\delta_e^2 - \delta_y^2)}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \quad (\text{A1.32})$$

Finalement, en insérant les simplifications de $\frac{\partial G_y}{\partial \delta_y}$, $\frac{\partial C_y}{\partial \delta_y}$ et $\frac{\partial J_y}{\partial \delta_y}$ dans l'équation (A1.9), on obtient :

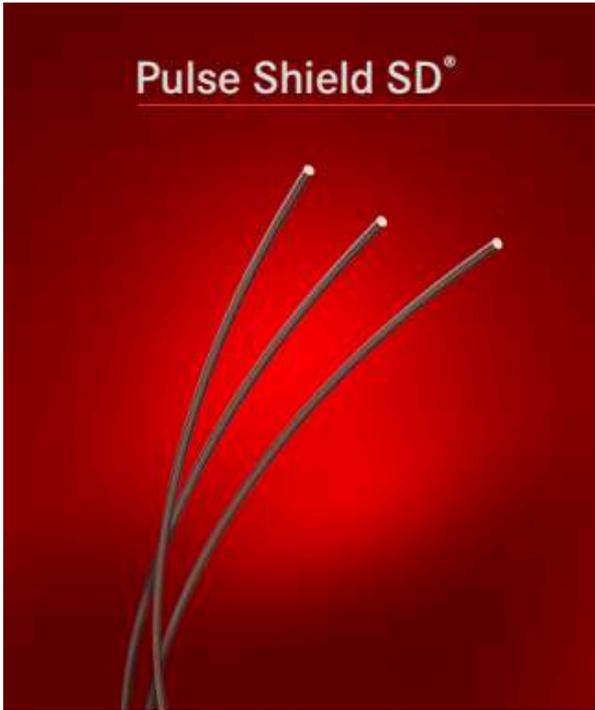
$$\begin{aligned} \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} = \frac{S_d}{\mu_0} & \left(\frac{8B_r^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)}{l_a k_{ea}^3} \frac{(l_a k_{ea} (l_a k_{ea} + 4\delta_e) + 12\delta_y)}{(l_a k_{ea} + 4\delta_e)^3} + \frac{8N\mu_0 B_r l_a i_y}{k_{ea}} \frac{\delta_e \delta_y (\delta_e^2 - \delta_y^2)}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \right) \\ & + 4N^2 \mu_0^2 i_y^2 \delta_e \frac{\delta_e^2 + 3\delta_y^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \end{aligned} \quad (\text{A1.33})$$

En réorganisant les termes on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} = 4 \frac{S_d}{\mu_0} & \left(\frac{2B_r^2 (l_a k_{ea} + 2\delta_e)}{l_a k_{ea}^3} \frac{(l_a k_{ea} (l_a k_{ea} + 4\delta_e) + 12\delta_y)}{(l_a k_{ea} + 4\delta_e)^3} \right. \\ & \left. + N\mu_0 i_y \delta_e \left[\frac{2B_r l_a}{k_{ea}} \frac{\delta_y (\delta_e^2 - \delta_y^2)}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} + N\mu_0 i_y \frac{\delta_e^2 + 3\delta_y^2}{(\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \right] \right) \end{aligned} \quad (\text{A1.34})$$

$$\frac{\partial F_y}{\partial \delta_y} = 4 \frac{S_d}{\mu_0} \left(\frac{2B_r^2(l_a k_{ea} + 2\delta_e)}{l_a k_{ea}^3} \frac{(l_a k_{ea}(l_a k_{ea} + 4\delta_e) + 12\delta_y)}{(l_a k_{ea} + 4\delta_e)^3} \right. \\ \left. + N\mu_0 i_y \delta_e \left[\frac{2B_r l_a \delta_y (\delta_e^2 - \delta_y^2) + k_{ea} N \mu_0 i_y (\delta_e^2 + 3\delta_y^2)}{k_{ea} (\delta_e^2 - \delta_y^2)^3} \right] \right) \quad (\text{A1.35})$$

ANNEXE 2



Pulse Shield SD®

TAIHSD

Thermal Class: 200°C

Features and Benefits

- Resistant to voltage stresses generated by high frequency, rapid rise time, voltage spikes typically introduced by IGBT-type inverters. Motor life is increased significantly over standard MW-35C magnet wire under these voltage stresses and across a wide temperature range
- Improved insulation protection against transient spikes, high frequencies, elevated voltage levels, and short rise time pulses without increasing insulation thickness
- Excellent resistance to thermoplastic flow (cut-through), abrasion and heat shock
- Excellent resistance to heat and solvent shock conditions encountered in varnishing and encapsulating processes

General Information

References are provided for comparative purposes

Round

NEMA: MW 35-C
UL: File No. E37683

Availability

Round	single	heavy
copper		14-24 AWG
Rectangle	heavy	
copper		
Min. Width		.081"
Max. Width		.750"
Min. Thickness		.030"
Max. Thickness		.292"

Typical Applications

High speed windings with difficult insertion and winding characteristics for inverter-driven motors, high frequency transformers, and high voltage motors

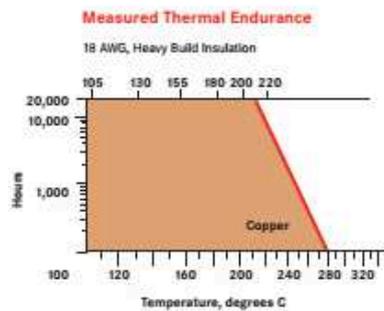


Typical Properties

This data is typical of 18 AWG copper, heavy build insulation only. It is not intended to be used to create specification limits.

Thermal

Thermal Endurance		
20,000 hr life	>200°C	
Thermoplastic Flow		
	minimum	typical
	300°C	350°C
Heat Shock (20%3x)		
1/2 hr at 220°C minimum no cracks		
Solderability		
not designed to be self-solderable		
Stress Relief temp		
160°C		



Mechanical

Mandrel Flexibility		
	minimum	typical
After Elongation	20% 3x OK	25% 3x OK
After Snap	min. 3x OK	3x OK
Unilateral Scrape		
Taken at 120° increments		
Avg. of 3 tests	1150 gms	1300 gms
Dynamic C of F		
		0.06

Electrical

Pulse Endurance Test		
20,000 Hz, 2000 V, 0.025 microsecond rise time		
150°C, 50% Duty Cycle - Twisted pairs		
18 HTAIH Reference = 600 seconds		
18 HTAIHSD >80,000 seconds		
Pulse Endurance Index (PEI) > 100		
Life of product/life of same size and build MW-35 (Reference)		
Dielectric Breakdown		
	minimum	typical
NEMA	5.7 kV	11.0 kV
@ RT		11.0 kV
@ 200°C		7.0 kV
Corona Inception Voltage		
Typical	580V	
High Voltage Continuity		
NEMA @ 1500 V DC:	5 faults/100 feet max	
typical @ 2000 V DC:	0-1 faults/100 feet max	

Chemical

Retained Dielectric	
After 72 hrs exposure to R-22 + 300°C conditioning:	
3.5 kV	
R-22 Extractables	
.08%	
Resistance to Solvents Including	
After 24 hrs @ RT: Pass,	
Xylene	
50/50 Cellosolve/Xylene	
Perchloroethylene	
1% NaOH	
28% Sulfuric Acid	
Gasohol	

U.S. Patent No. 6,056,995

3600 East Pontiac Street - P. O. Box 6128, Fort Wayne, Indiana 46896-0128 - Toll Free: 800-Rea-Wire (732-9473) - Email: sales@reawire.com - www.reawire.com

ANNEXE 3



Special-Purpose Proximity Sensor

E2CA

Threaded Cylindrical Inductive Sensor with Separate Amplifier Provides Precision Linear Analog Output and a Discrimination Output

- Linear 4 to 20 mA output for target to sensor distance
- Position measurements accurate to ± 0.0006 mm with 0.05% full scale resolution
- Adjustable setpoint controls switching output rated 100 mA is NO/NC selectable
- Amplifier has power ON, target detected, and discrimination output indicators
- AC amplifier has universal voltage rating 90 to 264 VAC
- DC amplifier rated 10 to 30 VDC
- Sensors available in standard 8, 12, 18, 30 mm sizes with sensing distances up to 10 mm



Sensing	Supply voltage	Output	
 1.5, 2, 5, 10 mm	90 to 264 VAC, 50/60 Hz amplifier or 10 to 30 VDC amplifier	 4 to 20 mA	 100 mA, 40 VDC

Ordering Information

■ SENSOR

Sensor type		Shielded			
Part number	3 m (9.8 ft) cable	E2CA-X1R5A	E2CA-X2A	E2CA-X5A	E2CA-X10A
	5 m (16.4 ft) cable	E2CA-X1R5A-5M	E2CA-X2A-5M	E2CA-X5A-5M	E2CA-X10A-5M
Size		M8	M12	M18	M30
Nominal sensing distance		0.3 to 1.5 mm (0.01 to 0.06 in)	0.4 to 2.0 mm (0.02 to 0.08 in)	1 to 5 mm (0.04 to 0.20 in)	2 to 10 mm (0.08 to 0.39 in)

■ AMPLIFIER

Required sensor		E2CA-X1R5A-5M	E2CA-X2A-5M	E2CA-X5A-5M	E2CA-X10A-5M
Part number	AC power supply	E2CA-AN4C	E2CA-AN4D	E2CA-AN4E	E2CA-AN4F
	DC power supply	E2CA-AL4C	E2CA-AL4D	E2CA-AL4E	E2CA-AL4F
Outputs		Linear output, 4 to 20 mA; Switching output, selectable NO or NC transistor			

■ ACCESSORIES

Description	Part number	
Mounting brackets for sensors	Fits M8 size sensors	Y92E-B8
	Fits M12 size sensors	Y92E-B12
	Fits M18 size sensors	Y92E-B18
	Fits M30 size sensors	Y92E-B30
Sockets for amplifiers	Combination bottom surface and track mounting socket with screw terminals	P2CF-11
	Back mounting socket with screw terminals for panel mount applications	P3GA-11
	Circuit board socket with solder terminals	PL-11

(This table continues on the following page.)

Selection Chart

Controller



EX-V Series

Sensor head

Shape	Measuring range	Resolution	Model
$\phi 5.4 \times 18 \text{ mm}$ $\phi 0.21'' \times 0.71''$	1 mm 0.04"	0.4 μm 0.016 Mil	EX-305V
M10 x 18 mm 0.71"	2 mm 0.08"	0.4 μm 0.016 Mil	EX-110V
$\phi 14.5 \times 20 \text{ mm}$ $\phi 0.57'' \times 0.79''$	5 mm 0.20"	1 μm 0.039 Mil	EX-416V
$\phi 22 \times 35 \text{ mm}$ $\phi 0.87'' \times 1.38''$	10 mm 0.39"	2 μm 0.078 Mil	EX-422V
14 x 30 x 4.8 mm 0.55" x 1.18" x 0.19"	4 mm 0.16"	1 μm 0.039 Mil	EX-614V

Specifications

Shape	Cylindrical		Threaded	Cylindrical + threaded		Thin profile	
	$\phi 5.4 \times 18 \text{ mm}$ $\phi 0.21'' \times 0.71''$		M10 x 18 mm 0.71"	$\phi 14.5 \times 20 \text{ mm}$ $\phi 0.57'' \times 0.79''$	$\phi 22 \times 35 \text{ mm}$ $\phi 0.87'' \times 1.38''$	14x30x4.8 mm 0.55" x 1.18" x 0.19"	
Model	Sensor head		EX-305V	EX-110V	EX-416V	EX-422V	EX-614V
	Controller		EX-V01	EX-V02	EX-V05	EX-V10	EX-V64
	NPN	EX-V01P	EX-V02P	EX-V05P	EX-V10P	EX-V64P	
Measuring range		0 to 1 mm 0.04"		0 to 2 mm 0.08"	0 to 5 mm 0.20"	0 to 10 mm 0.39"	0 to 4 mm 0.16"
Display range		-19999 to +19999					
Linearity		$\pm 0.3\%$ of F.S.					
Resolution		0.4 μm 0.016 Mil	0.4 μm 0.016 Mil	1 μm 0.039 Mil	2 μm 0.078 Mil	1 μm 0.039 Mil	
Sampling rate		40000 samples max./sec. ¹					
Display rate		20/sec.					
Display character		7-segment 2-color LED					
Range-over alarm		\pm FFFF is displayed.					
Control input	Timing input	NPN: Open-collector or non-voltage contact PNP: Applied voltage; 10 to 30 V					
	Reset input						
	Auto-zero input						
	Comparator output disable input						
	Synchronous input						
	External setting input						
Control output	Tolerance setting	Upper/lower 2-level setting x 4 sets (selectable)					
	Signal	NPN open-collector (HIGH, GO and LOW): 100 mA max. (40 V max.) PNP open-collector (HIGH, GO and LOW): 100 mA max. (30 V max.)					
	Response time	0.075 ms (at maximum speed)					
	Off-delay time	60 ms					
Strobe output	NPN open-collector: 100 mA max. (40 V max.) (N.O.) PNP open-collector: 100 mA max. (30 V max.) (N.O.)						
Alarm output	NPN open-collector: 100 mA max. (40 V max.) (N.C.) PNP open-collector: 100 mA max. (30 V max.) (N.C.)						
Analog voltage output	Output voltage	$\pm 5 \text{ V}$					
	Impedance	100 Ω					
	Response time	0.075 ms (at maximum speed)					
Temperature fluctuation	0.07% of F.S./ $^{\circ}\text{C}^2$						
Power supply	24 VDC $\pm 10\%$, Ripple (P-P): 10% max.						
Current consumption	240 mA max.						
Ambient temperature	Sensor head	-10 to +60 $^{\circ}\text{C}$ (14 to 140 $^{\circ}\text{F}$), No freezing					
	Controller	0 to +50 $^{\circ}\text{C}$ (32 to 122 $^{\circ}\text{F}$), No freezing					
Relative humidity	35 to 85%, No condensation						
Vibration	10 to 55 Hz, 1.5 mm 0.06" double amplitude in X, Y and Z directions, 2 hours respectively						
Weight	Sensor head (including 3-m cable)	Approx. 45 g	Approx. 55 g	Approx. 75 g	Approx. 200 g	Approx. 60 g	
	Controller	Approx. 235 g					
Major functions		Auto-zero function, Offset function, Measurement modes (15 types), Tolerance limit value memory function (4 patterns)					

The above data was obtained using an iron target (S-5C, SS400, $t = 1 \text{ mm } 0.04''$). When measuring aluminum, copper, or stainless steel targets, refer to the linear characteristics for these materials.

1. When the digital filter function is used, the sampling rate is 30000 samples/sec.

2. When the distance between the sensor head and the target is within 50% of the measuring range.

Capteur de courant :

<http://www.lem.com/docs/products/cksr%20serie.pdf>

References

- [1] Observ'ER, "La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde," .
- [2] (19 décembre). *L'activité humaine et l'environnement : statistiques annuelles*. Available: <http://www.statcan.gc.ca/pub/16-201-x/16-201-x2007000-fra.pdf>.
- [3] (29 juillet). *Centrale à charbon*. Available: <http://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/centrale-a-charbon>.
- [4] (). *Les parcs éoliens au Canada*. Available: http://www.canwea.ca/farms/index_f.php.
- [5] (27 avril). *À propos de l'électricité*. Available: <http://www.rncan.gc.ca/energie/sources/electricite/1186>.
- [6] (). *Recharger la batterie lithium-ion de la Nissan LEAF*. Available: <http://www.nissan.fr/FR/fr/vehicule/electric-vehicules/leaf/charging-andbattery/charging-nissan-leaf-and-battery.html>.
- [7] L. Bakay, "Dimensionnement et pertes dans un centreur magnétique guidant un volant d'inertie soumis à un balourd," Université Laval, Québec, 2011.
- [8] H. Jeoung and J. Choi, "High efficiency energy conversion and drives of flywheel energy storage system using high temperature superconductive magnetic bearings," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, 2000, pp. 517-522 vol.1.
- [9] S. Gerhard and M. Eric H., "Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery," *Springer*, 2009.
- [10] J. L. Salpeter, "Permanent magnets," *Radio Engineers, Journal of the British Institution Of*, vol. 8, pp. 211-249, 1948.
- [11] I. Buchmann, "Choosing a battery that will last. cycle life of various battery systems," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. the Fourteenth Annual*, 1999, pp. 365-368.
- [12] K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin and T. K. Bose, "Performance of a stand-alone renewable energy system based on energy storage as hydrogen," *Energy Conversion, IEEE Transactions On*, vol. 19, pp. 633-640, 2004.
- [13] J. G. Bitterly, "Flywheel technology: past, present, and 21st century projections," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 13, pp. 13-16, 1998.
- [14] M. G. Molina, *Dynamic Modelling and Control Design of Advanced Energy Storage for Power System Applications, Dynamic Modelling*. Instituto de Energía Eléctrica, Universidad Nacional de San Juan, Argentina: 2010.

- [15] J. Wassermann, A. Schulz and M. Schneeberger, "Active magnetic bearings of high reliability," in *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference On*, 2003, pp. 194-197 Vol.1.
- [16] T. A. Coombs, "Bearings and energy storage," in *High Tc Superconducting Materials as Magnets, IEE Colloquium On*, 1995, pp. 8/1-8/3.
- [17] D. P. Plant, J. A. Kirk and D. K. Anand, "Prototype of a magnetically suspended flywheel energy storage system," in *Energy Conversion Engineering Conference, 1989. IECEC-89., Proceedings of the 24th Intersociety*, 1989, pp. 1485-1490 vol.3.
- [18] Zhang Kai, Dai Xingjian and Zhang Xiaozhang, "Dynamic analysis and control of an energy storage flywheel rotor with active magnetic bearings," in *Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2010 International Conference On*, 2010, pp. 573-576.
- [19] C. M. Lashley, D. M. Ries, R. B. Zmood, J. A. Kirk and D. K. Anand, "Dynamics considerations for a magnetically suspended flywheel," in *Energy Conversion Engineering Conference, 1989. IECEC-89., Proceedings of the 24th Intersociety*, 1989, pp. 1505-1510 vol.3.
- [20] Co Huynh, Liping Zheng and P. McMullen, "Thermal performance evaluation of a high-speed flywheel energy storage system," in *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE*, 2007, pp. 163-168.
- [21] K. Tsuchida, M. Takemoto and S. Ogasawara, "A novel structure of a 3-axis active control type magnetic bearing with a cylindrical rotor," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference On*, 2010, pp. 1695-1700.
- [22] M. Subkhan and M. Komori, "New Concept for Flywheel Energy Storage System Using SMB and PMB," *Applied Superconductivity, IEEE Transactions On*, vol. 21, pp. 1485-1488, 2011.
- [23] P. Tsiotras and B. C. Wilson, "Zero- and low-bias control designs for active magnetic bearings," *Control Systems Technology, IEEE Transactions On*, vol. 11, pp. 889-904, 2003.
- [24] D. Johnson, G. V. Brown and D. J. Inman, "Adaptive variable bias magnetic bearing control," in *American Control Conference, 1998. Proceedings of the 1998*, 1998, pp. 2217-2223 vol.4.
- [25] G. J. Silva, A. Datta and S. P. Bhattacharyya, *PID Controllers for Time-Delay Systems*. Birkhäuser Boston, 2005.
- [26] Kiam Heong Ang, G. Chong and Yun Li, "PID control system analysis, design, and technology," *Control Systems Technology, IEEE Transactions On*, vol. 13, pp. 559-576, 2005.

- [27] T. D. Nguyen, K. J. Tseng, S. Zhang and C. Zhang, "A flywheel cell for energy storage system," in *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference On*, 2008, pp. 214-219.
- [28] Weiwei Zhang and Yefa Hu, "A prototype of flywheel energy storage system suspended by active magnetic bearings with PID controller," in *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, 2009, pp. 1-4.
- [29] Congzhi Huang, Yan Bai and Xinli Li, "Simulation for a class of networked cascade control systems by PID control," in *Networking, Sensing and Control (ICNSC), 2010 International Conference On*, 2010, pp. 458-463.
- [30] de L. Jean, "Note de cours sur la simulation et conception de système et l'asservissement de Jean de Lafontaine, chapitre 7 : Techniques de compensation," .
- [31] P. de Larminat, *Commande Des Systèmes Linéaires*. Hermès, 1993.
- [32] C. R. Knospe, S. J. Fedigan, R. W. Hope and R. D. Williams, "A multitasking DSP implementation of adaptive magnetic bearing control," *Control Systems Technology, IEEE Transactions On*, vol. 5, pp. 230-238, 1997.
- [33] Wen Xinyu and Guo Lei, "Composite hierarchical control for magnetic bearing based on disturbance observer," in *Control Conference (CCC), 2010 29th Chinese*, 2010, pp. 6173-6178.
- [34] (). *Active magnetic bearings and high-speed motors and generators*. Available: <http://www.synchrony.com/>.