

Étude et Optimisation d'un actionneur à aimant permanent programmable pour des applications robotiques

par

Chandramouly ULAGAOOZHIAN

THÈSE PRÉSENTÉE À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION
DU DOCTORAT EN GÉNIE
Ph.D.

MONTRÉAL, LE "27 MARS 2026"

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



Chandramouly Ulagaozhian, 2026



Cette licence Creative Commons signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette oeuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'oeuvre n'ait pas été modifié.

PRÉSENTATION DU JURY

CETTE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉE

PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

M. Vincent Duchaine, directeur de thèse
Département de génie des systèmes, École de Technologie Supérieure

M. Qingsong Wang, président du jury
Département de génie électrique, École de Technologie Supérieure

M. Jean-Philippe Roberge, membre du jury
Département de génie des systèmes, École de Technologie Supérieure

M. Jean-Sébastien Plante, examinateur externe indépendant
Département de génie mécanique, Université de Sherbrooke

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE "23 MARS 2026"

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

REMERCIEMENTS

Je souhaite tout d'abord remercier mon directeur de thèse, le Professeur Vincent Duchaine, pour m'avoir offert l'opportunité de travailler sur un projet aussi stimulant et pour son encadrement tout au long de ce parcours.

Je tiens particulièrement à remercier le Dr. Chossat, Alexis Maslyczyk et Étienne Roberge pour leur soutien constant, leurs encouragements précieux durant les derniers mois d'écriture, ainsi que pour leur aide dans la révision de cette thèse et de mes articles scientifiques.

Je remercie également l'ensemble de mes collègues et amis du laboratoire pour leur aide, leurs échanges et l'environnement de travail enrichissant qu'ils ont contribué à créer, notamment Jean-Philippe Roberge, Alexandre Bernier, Jennifer Kwiatkowski, Sébastien Palmieri, Ali Chokre, Jean-Simon Lavertu, Jean-Christophe, Juan Carlos et Berith De la Cruz Sanchez.

Enfin, je souhaite exprimer ma profonde gratitude à ma famille, en particulier à ma sœur Sangeetha et à mes parents, sans le soutien desquels cette thèse et cette aventure n'auraient pu voir le jour.

Étude et Optimisation d'un actionneur à aimant permanent programmable pour des applications robotiques

Chandramouly ULAGAOZHIAN

RÉSUMÉ

Les actionneurs constituent un élément central des systèmes robotiques, en particulier pour les applications nécessitant une interaction physique sécuritaire et précise avec l'environnement. Les architectures électromagnétiques conventionnelles, basées principalement sur des moteurs DC sans balais associés à des transmissions mécaniques, présentent toutefois des limitations importantes dans les régimes basse vitesse et haut couple. Le maintien d'un couple statique requiert une alimentation continue, entraînant des pertes thermiques élevées, tandis que l'ajout de transmissions dégrade la transparence mécanique, la bande passante et l'efficacité énergétique globale.

Cette thèse explore une alternative à ces architectures classiques à travers l'étude et l'optimisation d'un actionneur à aimants permanents programmables (PPM). Ce type d'actionneur exploite des interactions magnétiques passives pour générer et maintenir un couple statique sans consommation d'énergie continue. Le couple et la position d'équilibre de l'actionneur sont définis par l'état magnétique d'une structure Halbach reconfigurable, programmée au moyen d'impulsions de courant brèves et de forte intensité.

Les travaux présentés portent d'abord sur le développement d'une méthodologie de conception pour les circuits de magnétisation par impulsion, en analysant les lois d'échelle régissant les paramètres électriques clés tels que la résistance, l'inductance, la capacitance et le facteur d'amortissement. Plusieurs topologies de circuits sont étudiées afin d'identifier un compromis optimal entre énergie stockée, courant de crête et robustesse de la magnétisation. Cette méthodologie est ensuite appliquée à la conception du circuit de magnétisation du PPM.

Une étude expérimentale approfondie du circuit magnétique est également menée, en particulier sur l'impact de la discrétisation des aimants, du choix des matériaux magnétiques et du dimensionnement géométrique des arrangements de Halbach. L'influence des champs démagnétisants et des phénomènes d'atténuation du courant lors de la magnétisation est caractérisée expérimentalement, permettant d'optimiser l'énergie consommée et la performance du couple généré.

Le potentiel du PPM est démontré à travers son intégration dans une application robotique concrète. Une pince de préhension sécuritaire est développée afin d'évaluer la capacité de l'actionneur à moduler la force de préhension, à maintenir une prise sans alimentation électrique et à réagir efficacement aux perturbations externes. Les résultats expérimentaux confirment l'intérêt du PPM pour les applications robotiques nécessitant une faible consommation énergétique, une interaction physique robuste et une adaptation dynamique du comportement mécanique.

VIII

En complément de l'étude du PPM, cette thèse présente également la conception et l'évaluation d'un moteur synchrone à aimants permanents enterrés (IPM) destiné à des applications robotiques. Ce moteur vise à offrir une alternative électromagnétique conventionnelle optimisée pour les régimes de fonctionnement typiques de la robotique, en combinant un couple élevé, une bonne efficacité et une meilleure robustesse mécanique que les moteurs à aimants de surface. Une analyse par éléments finis est réalisée afin de comparer les performances du moteur IPM à celles d'un moteur synchrone à aimants en surface de géométrie équivalente. Les résultats montrent une extension de la plage de vitesse, accompagnée d'une réduction du couple produit, validée expérimentalement.

Cette thèse contribue ainsi à une meilleure compréhension des actionneurs à aimants permanents programmables et des moteurs à aimants optimisés pour la robotique, et propose des outils de conception permettant leur intégration dans des systèmes robotiques avancés.

Mots-clés: actionneur robotique, aimants permanents programmables, PPM, moteur IPM, circuit de magnétisation, structure Halbach

Study and Optimization of a Programmable Permanent Magnet Actuator for Robotic Applications

Chandramouly ULAGAOOZHIAN

ABSTRACT

Actuators are a central component of robotic systems, particularly for applications requiring safe and precise physical interaction with the environment. Conventional electromagnetic architectures, mainly based on brushless DC motors combined with mechanical transmissions, nonetheless exhibit significant limitations in low-speed, high-torque operating regimes. Maintaining a static torque requires continuous power supply, leading to substantial thermal losses, while the use of transmissions degrades mechanical transparency, control bandwidth, and overall energy efficiency.

This thesis investigates an alternative to these conventional architectures through the study and optimization of a programmable permanent magnet actuator (PPM). This type of actuator exploits passive magnetic interactions to generate and maintain static torque without continuous energy consumption. The torque output and equilibrium position of the actuator are defined by the magnetic state of a reconfigurable Halbach structure, programmed using short-duration, high-intensity current pulses.

The work first focuses on the development of a design methodology for impulse magnetization circuits, through the analysis of scaling laws governing key electrical parameters such as resistance, inductance, capacitance, and damping factor. Several circuit topologies are studied in order to identify an optimal trade-off between stored energy, peak current, and magnetization robustness. This methodology is then applied to the design of the PPM magnetization circuit.

An extensive experimental study of the magnetic circuit is also conducted, with particular emphasis on the impact of magnet discretization, magnetic material selection, and geometric sizing of Halbach arrangements. The influence of demagnetizing fields and current attenuation phenomena during magnetization is experimentally characterized, enabling the optimization of energy consumption and torque performance.

The potential of the PPM is demonstrated through its integration into a practical robotic application. A safe robotic gripper is developed to evaluate the actuator's ability to modulate gripping force, maintain a grasp without electrical power, and respond effectively to external disturbances. Experimental results confirm the relevance of the PPM for robotic applications requiring low energy consumption, robust physical interaction, and dynamic adaptation of mechanical behavior.

In addition to the study of the PPM, this thesis also presents the design and evaluation of an interior permanent magnet synchronous motor (IPM) intended for robotic applications. This motor aims to provide an optimized conventional electromagnetic alternative for typical robotic operating conditions by combining high torque capability, good efficiency, and improved

mechanical robustness compared to surface-mounted permanent magnet motors. Finite element analysis is performed to compare the performance of the IPM motor with that of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor of equivalent geometry. The results show a significant extension of the speed range, accompanied by a reduction in the produced torque, which is experimentally validated.

This thesis thus contributes to a deeper understanding of programmable permanent magnet actuators and optimized permanent magnet motors for robotics, and provides design tools enabling their integration into advanced robotic systems.

Keywords: robotic actuator, programmable permanent magnets, programmable permanent magnet actuator (PPM), interior permanent magnet motor (IPM), magnetization circuit, Halbach array

TABLE DES MATIÈRES

	Page
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LITTÉRATURE	11
1.1 Moteurs	11
1.2 Transmissions	13
1.3 Limites inhérentes aux approches existantes	14
1.4 Actionneur à aimant permanent programmable (PPM)	16
1.4.1 Principe général	17
1.4.2 Modèle magnétique simplifié	18
1.4.3 Pilotage et comportements statiques	19
1.4.4 Circuit de magnétisation	19
CHAPITRE 2 UN PRÉHENSEUR ROBOTIQUE SÉCURITAIRE : APPLICATION D'UN ACTIONNEUR À AIMANT PERMANENT PROGRAMMABLE	21
2.1 Introduction	21
2.2 Conception d'une pince sécuritaire pour les interactions Homme-Robot	23
2.2.1 Caractéristiques recherchées pour une pince sécuritaire	23
2.2.2 Caractéristiques de l'actionneur PPM	24
2.2.3 Conception de l'actionneur	25
2.2.3.1 Augmentation du couple	26
2.2.3.2 Conception du stator	26
2.2.3.3 Circuit de magnetisation	26
2.2.4 Intégration du PPM dans une pince	26
2.3 Stratégie d'asservissement	28
2.4 Résultats et performance de la pince	32
2.4.1 Force de préhension adaptable	33
2.4.2 Prévention de la perte de prise	33
2.4.3 Maintien de la prise sans énergie	35
2.4.4 Actionnement rapide	36
2.4.5 Solution à faible consommation	36
2.4.6 Détection de force	37
2.5 Conclusion	37
CHAPITRE 3 MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION ET APPLICATION POUR LES CIRCUITS COMPACTS DE MAGNÉTISATION PAR IMPULSION EN ROBOTIQUE	39
3.1 Introduction	39
3.2 Étude analytique du problème	41
3.2.1 Définition du problème	41

3.2.2	Le circuit de décharge par impulsion de courant	41
3.2.3	Paramètres de dimensionnement	42
3.2.3.1	Lois d'échelle régissant la résistance de la bobine	42
3.2.3.2	Lois d'échelle régissant l'inductance de la bobine	43
3.2.3.3	Lois d'échelle régissant la capacitance des condensateurs de décharge	44
3.2.3.4	Lois d'échelle régissant le courant maximal lors de l'impulsion	44
3.2.3.5	Lois d'échelle régissant la tension maximale du condensateur ..	45
3.2.4	Interprétation et observations	46
3.2.4.1	Énergie constante lorsque le facteur d'amortissement est constant	46
3.2.4.2	Énergie en fonction du facteur d'amortissement	47
3.3	Topologies de circuits électroniques pour impulsion de courant	47
3.3.1	Topologie sous-amortie unipolaire d'impulsion de courant	49
3.3.2	Topologie sous-amortie bipolaire d'impulsion de courant	50
3.3.3	Topologie bipolaire d'impulsion de courant proche du régime critique	50
3.4	Description pas-à-pas de la méthodologie de conception	51
3.5	Application de conception : l'actionneur à aimants permanents programmables (PPM)	51
3.5.1	Conception des bobines du PPM	51
3.5.2	Simulation de l'impulsion de courant en fonction de la tension des condensateurs	54
3.5.3	Caractéristiques nominales et choix des composants du circuit d'impulsion	55
3.5.3.1	Technologies de condensateurs	55
3.5.3.2	Technologies d'interrupteurs	56
3.5.3.3	Sélection des composants	56
3.6	Conclusion	58
CHAPITRE 4 ÉTUDES EXPÉRIMENTALES POUR L'OPTIMISATION DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE DE HALBACH		61
4.1	Impact de l'utilisation d'aimants discrets sur la performance d'un arrangement de Halbach	62
4.1.1	Définition du champ démagnétisant H_d	62
4.1.2	Impact d'une discontinuité dans un Circuit Magnétique	64
4.1.3	Étude expérimentale	65
4.1.4	Résultats et discussions	67
4.2	Impact de l'utilisation d'aimants à B_r élevé	69
4.2.1	Méthode et conditions d'expérimentation	70
4.2.2	Résultats expérimentaux	72
4.3	Dimensionnement de l'aimant du Rotor	73

4.4	Étude de l'atténuation du courant pic lors de la magnétisation de l'arrangement de Halbach	75
4.4.1	Étude expérimentale	76
4.4.2	Résultats expérimentaux et interprétation	78
4.4.3	Conclusion	86
CHAPITRE 5 ÉTUDE DES MOTEURS À AIMANTS ENTERRÉS POUR DES APPLICATIONS ROBOTIQUES		89
5.1	Contexte et relation avec le PPM	89
5.2	Détermination du type de moteur conventionnel à étudier	89
5.3	Conception du moteur IPM	92
5.4	Résultats	96
5.5	Conclusion	99
CONCLUSION GÉNÉRALE		101
LISTE DE RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES		107

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau 3.1	Comparaison des caractéristiques théoriques et expérimentales des composants et des valeurs des impulsions de courant associées, mesurées dans l'application PPM. Le champ magnétique appliqué maximal est significativement plus élevé au niveau requis en raison de la tension nominale maximale des condensateurs 53
Tableau 4.1	Relation entre de ratio geometrique de l'aimant et le facteur de demagnetisation, tirée de (Jiles (1991)) 63
Tableau 4.2	Comparaison du couple de produit par le PPM en fonction de différents rapports α 75

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 0.1	Exemple d'un profil de couple-vitesse d'une cheville d'un robot humanoïde tiré de (Radford (2012))	4
Figure 0.2	Courbe de fonctionnement moteur DC sans-balai et exemple d'un robot en régime bloqué, tirés de (Chossat, Maslyczyk, Lavertu & Duchaine (2018))	6
Figure 1.1	Structure d'une couche du PPM	16
Figure 1.2	Assemblage de deux arrangements de Halbach	17
Figure 1.3	Orientation magnétique pour deux arrangements de Halbach	18
Figure 1.4	(a) Schéma du fonctionnement du PPM (b) Profil de force produit par le PPM	19
Figure 2.1	Pince Hand-E intégrée avec un actionneur PPM de 60 mm	22
Figure 2.2	Approximation of the PPM actuator's torque function to a sinusoidal function. Values measured with a 17mm inner diameter (ID) rotor	24
Figure 2.3	Vue en coupe de la pince actionnée par PPM	27
Figure 2.4	Cylindre de Halbach à 16 aimants pour le nouvel actionneur PPM de 60 mm de diamètre	28
Figure 2.5	Schéma simplifié du circuit de commande et du motif d'enroulement du stator de l'actionneur PPM de 60 mm de diamètre, avec valeurs des paramètres du circuit	29
Figure 2.6	Commande en position et en couple de l'actionneur PPM via le contrôle des champs magnétiques B_1 et B_2 de deux couches de cylindres de Halbach	30
Figure 2.7	(a) Couple mesuré pour $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ en fonction de la position relative du rotor avant magnétisation, $\theta_{n-1} = \theta_{R_{n-1}} + \theta_{eq_{n-1}}$, et (b) courbe d'hystérésis du couple mesurée pour $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ à différentes tensions de condensateur. Couple généré avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne	31
Figure 2.8	Enveloppe de couple du PPM lorsque $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ en fonction des positions possibles θ_R pour différentes positions de pré-magnétisation	

	θ_{n-1} . Les courbes sont établies à partir des approximations sinusoïdales et des mesures des valeurs minimales et maximales réalisées avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne 32
Figure 2.9	Capacités de force de la pince à différentes tensions, illustrant sa variabilité et son amplitude en fonction de la déflexion des doigts par rapport à la position d'équilibre, x_{eq} . Les courbes sont établies à partir des approximations sinusoïdales et des mesures des valeurs maximales obtenues avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne 34
Figure 2.10	(a) Exemple de charge saisie par la pince PPM en réglant la position de contact à x_0 et la force à F_0 . Exemples de cas de perte de prise (b) et (c) induits par F_{ext} , pouvant être évités en tirant parti de la force sinusoïdale (ou raideur variable) fournie par le PPM en fonction de la déflexion des doigts 35
Figure 3.1	Le circuit de décharge par impulsion de courant 41
Figure 3.2	Paramètres de mise à l'échelle des bobines 43
Figure 3.3	Les deux topologies de circuits d'impulsion de courant étudiées. a) La topologie unipolaire pour des réponses transitoires sous-amorties et b) la topologie bipolaire pour des réponses transitoires critiques 48
Figure 3.4	Circuits de tests réalisés pour évaluer les deux topologies de circuits d'impulsion de courant. a) La topologie unipolaire pour des réponses transitoires sous-amorties et b) la topologie bipolaire pour des réponses transitoires critiques 48
Figure 3.5	Assemblage d'aimants formant la structure de l'actionneur PPM 52
Figure 3.6	Les cinq configurations possibles de routage des bobines du PPM 52
Figure 3.7	Courants simulés vs courants mesurés dans les enroulements du PPM ... 55
Figure 3.8	Pour une aimantation donnée, l'énergie à stocker dans les condensateurs diminue à mesure que le facteur d'amortissement décroît. Puisque les régimes sous-amortis introduisent également le problème des courants inverses, un compromis est atteint en opérant au voisinage du régime critique, indiqué ici en vert ($0.7 < \zeta < 1.2$) 57
Figure 3.9	Valeurs simulées des bobines et condensateurs pour $H_p = 600 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$. Les surfaces représentent deux configurations de bobinage : 16 bobines en série et deux ensembles de 8 bobines en série. La zone en vert correspond aux solutions respectant les

	contraintes suivantes : tension du condensateur < 950 V et courant de crête < 480 A	58
Figure 3.10	Circuit de magnétisation compact conçu pour être intégré dans la pince Hand-E de Robotiq Inc.	59
Figure 4.1	Représentation du champ démagnétisant dans un aimant permanent, tirée de (Cullity & Graham (2008))	62
Figure 4.2	Différence de courbe B-H caractéristique de l'impact du champ démagnétisant, tirée de (O'Handley (1999))	64
Figure 4.3	Représentation des arrangements de Halbach pour étudier le champ démagnétisant	65
Figure 4.4	Prototype de l'arrangement de Halbach avec un diamètre de 58 mm	66
Figure 4.5	Courbe B-H expérimentale mettant en évidence l'influence du champ magnétique démagnétisant dans l'arrangement de Halbach	68
Figure 4.6	Rapport $\frac{B_r}{H_{ci}}$ pour différents grades d'aimants au samarium-cobalt disponibles commercialement	71
Figure 4.7	Comparaison des courbes B-H pour les grades d'aimant SmCo Yx12 et Yx30L	72
Figure 4.8	Géométrie de l'aimant du Rotor	73
Figure 4.9	Couple max produit par un arrangement de Halbach passif en fonction de α , tiré de (Boisclair, Richard, Laliberte & Gosselin (2016))	74
Figure 4.10	Atténuation du courant pic observée sur le 1er et le 2ieme pulse	76
Figure 4.11	Représentation des circuits magnétiques utilisés dans la caractérisation de l'atténuation de courant observée durant la magnétisation	77
Figure 4.12	Résultats des mesures d'atténuation du courant pic lors de la magnétisation d'un aimant seul	79
Figure 4.13	(a) Atténuation de courant mesurée sur un aimant seul en fonction de la tension de magnetisation V_n et V_{n-1} , et (b) Mise en evidence de l'alignement de H_{ci} aux pics d'atténuation de courant	81
Figure 4.14	Atténuation de courant mesurée sur un arrangement de Halbach sans rotor en fonction de la tension de magnétisation V_n et V_{n-1}	82

Figure 4.15	Mise en evidence de l'alignement de H_{ci} aux pics d'atténuation de courant	83
Figure 4.16	Atténuation de courant mesurée sur un arrangement de Halbach avec rotor en fonction de la tension de magnétisation V_n , alors que $V_{n-1} = -850V$	84
Figure 4.17	Mise en evidence des décalages du seuil de H_{ci} en fonction de l'alignement de la magnétisation du rotor avec celle de l'arrangement de Halbach	85
Figure 5.1	Géométrie du moteur SM (a) et IPM (b) utilisées pour la simulation par éléments finis, ainsi que le résultat de la simulation de la distribution du champ magnétique du moteur IPM	93
Figure 5.2	Profil de couple simulé par éléments finis des moteurs SM et IPM	94
Figure 5.3	Profil de couple simulé par éléments finis des moteurs SM et IPM	95
Figure 5.4	Dimensions du moteur IPM développé	95
Figure 5.5	Réprésentation 3D du moteur IPM développé	96
Figure 5.6	Moteurs IPM et SM après assemblage	97
Figure 5.7	Courbes comparatives de vitesse et de couple des moteurs SM et IPM ..	98
Figure 5.8	Banc de test moteur utilisé pour mesurer le couple et vitesse des moteurs IPM et SM	98

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

AFPM	Moteur à flux magnétique axial
BLDC	Moteur sans balais
DD	Entraînement direct
ICDC	Circuit de décharge par impulsion de courant
IPM	Moteur synchrone à aimants permanents enterrés
MR	Magnéto-rhéologique
NdFeB	Aimant composé de Néodyme, de Fer, et de Bore
PMSM	Machine Synchrone à Aimants Permanents
PPM	Actionneur à aimant permanent programmable
RFPM	Moteur à flux magnétique radial
SM	Moteur à aimant en surface
SmCo	Aimant composé de Samarium et Cobalt
VFMM	Moteur à mémoire de flux variable
VIA	Actionneur à impédance variable
VSA	Actionneur à raideur variable

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

A	Ampère
°	Degrés de rotation
J	Joules
kA/m	kiloampère par mètre
mm	millimètre
mm/s	millimètre par seconde
ms	milliseconde
mNm	millinewton mètre
mT.m/kA	millitesla mètre par kiloampère
μF	microFarad
μs	microseconde
mV/A	millivolt par ampère
N	Newton
Ω	Ohm
RPM	Rotations par minute
rad/s	Radian par seconde
T	Telsa
V	Volt

AWG	Jauge américaine des fils (American Wire Gauge)
B	Champ magnétique
B_r	Rémanence d'un aimant
C	Capacitance
d	Diamètre de la bobine
d_{ins}	Diamètre du fil constituant la bobine (émail inclu)
η	Efficacité de l'actionneur
F	Force
d_x	Diamètre du fil utilisé dans une bobine
h	Hauteur du volume disponible pour la bobine d'un actionneur
H	Champ magnétique appliqué (externe) à un aimant
H_d	Champ démagnétisant interne à un aimant
H_{ci}	Coercivité intrinsèque d'un aimant
H_p	Valeur maximale (pic) du champ magnétique appliqué (externe) à un aimant
i	Courant électrique
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
k	La constante de couple d'un moteur électromagnétique
l	Longueur d'une bobine
L	Inductance
M	La magnétisation d'un aimant
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille isolée
μ_0	La perméabilité magnétique du vide
N	Nombre de tours constituant une bobine
N	Rapport de réduction d'une transmission
N_d	Facteur géométrique d'un aimant correspondant à la longueur divisée par son diamètre
ω	Vitesse angulaire

P	Puissance
P_{in}	Puissance de la source électrique
P_{loss}	Perte de puissance dans l'actionneur
P_{mech}	Puissance mécanique fournie par l'actionneur
P_u	Puissance utile
P_{pe}	Pertes par effet Joule
PP	Polypropylène, en référence aux condensateurs utilisant des films de ce matériau
P_r	Pertes conductrice dans la bobine
R	Résistance
R_{ag}	Diamètre de l'entrefer d'un moteur
ρ	Couple maximum du PPM
S	Interrupteur électronique
SCR	Redresseur contrôlé au silicium (Silicon Controlled Rectifier, or Thyristor)
τ	Couple mécanique
θ_{r0}	Angle programmé du PPM
θ_r	Angle de rotation du rotor du PPM vis-à-vis de θ_{r0}
T_p	La durée de l'impulsion en courant
w	Largeur du volume disponible pour la bobine d'un actionneur
ζ	Facteur d'amortissement du circuit RLC

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La robotique moderne connaît une diversification rapide, allant des robots humanoïdes aux robots collaboratifs, en passant par les exosquelettes (qui peuvent être considérés comme une sous-catégorie des robots collaboratifs) et les robots biomimétiques. Malgré la variété de leurs morphologies et des tâches qu'ils accomplissent, ces systèmes partagent un élément structurel essentiel : l'actionneur, responsable de convertir l'énergie en mouvement et en force. La conception de cet actionneur est fortement guidée par les régimes d'opération imposés par l'application robotique (Radford (2012); Angle, Lang, Kirtley, Kim & Otten (2017)).

Les exigences en robotique se traduisent typiquement en besoins de couple nominal, couple statique, couple de crête et capacité à répondre à des perturbations rapides. Dans la majorité des cas, ces contraintes doivent être satisfaites dans un espace mécanique restreint, avec une puissance électrique limitée et un poids minimal. Les actionneurs robotisés doivent ainsi produire un couple élevé, maintenir des positions stables, compenser des charges externes, et réagir rapidement pour assurer la sécurité et la précision des mouvements.

Dans la pratique, le moteur DC sans balai (BLDC) constitue aujourd'hui le type de moteur privilégié des systèmes robotiques, car il représente l'une des architectures électromagnétiques les plus performantes du marché. Toutefois, ce type de moteur est fondamentalement optimisé pour les régimes à haute vitesse. Même les modèles les plus adaptés à des applications robotiques, pour une taille raisonnable, ne peuvent fournir qu'un couple représentant environ un dixième de celui requis en l'absence de transmission (Seok, Wang, Otten & Kim (2012); Radford (2012)). Pour pallier cette limitation, une transmission mécanique est généralement ajoutée afin de transformer la vitesse en couple.

L'ajout d'une transmission introduit cependant de nouvelles contraintes : augmentation de la masse, du volume, de l'inertie et de la friction, ainsi que réduction de la bande passante de contrôle (De, Lynch, Johnson & Koditschek (2011); Brassitos, Mavroidis & Weinberg (2013); Dresscher, de Vries & Stramigioli (2016)). Ces effets dégradent souvent les performances réelles du système et complexifient la commande. Réduire le rapport de réduction rend la transmission

plus légère et plus transparente, mais impose au moteur de fournir davantage de couple. Cela se traduit par une augmentation du courant et, par conséquent, des pertes ohmiques (Urata, Nakanishi, Okada & Inaba (2010a); Urata *et al.* (2008a)). À l'inverse, augmenter le rapport de réduction soulage le moteur, mais amplifie les pertes mécaniques et l'impédance globale.

Ainsi, le processus de sélection d'un actionneur, comprenant le moteur, la transmission, et éventuellement un module de compliance, exige de trouver un compromis entre des paramètres interdépendants : densité de couple, rendement énergétique, inertie, friction, sécurité, et plage de pilotage. Des approches existantes comme les transmissions à haut rapport, les architectures de compliance variable, ou encore les conceptions thermiquement optimisées permettent de mieux répondre à certaines contraintes, mais introduisent à leur tour des limites structurelles ou dynamiques (Wensing *et al.* (2017); Kenneally, De & Koditschek (2016)).

Dans ce contexte, il apparaît nécessaire d'explorer des alternatives aux actionneurs électromagnétiques conventionnels, particulièrement inefficaces dans les régimes basse-vitesse / haut-couple et dans les situations où l'actionneur doit maintenir une position statique sous charge (Chossat *et al.* (2018)). L'actionneur à aimant permanent programmable (PPM) constitue ainsi une voie prometteuse : cette technologie exploite l'interaction entre champs magnétiques permanents pour générer et maintenir un couple statique sans consommation d'énergie.

Ce manuscrit s'inscrit dans cette démarche. La suite de cette section présente, dans un premier temps, les critères fondamentaux de conception d'un actionneur robotique (Section). Nous discutons ensuite les limites des technologies actuelles de moteurs et de transmissions (Section 1) afin de motiver l'intérêt d'une approche alternative (Section 1.3).

Le concept du PPM et ses principes de fonctionnement sont ensuite présentés (Section 1.4). Enfin, les objectifs scientifiques ainsi que les contributions de cette thèse sont exposés dans la (Section).

Défis fondamentaux de conception d'un actionneur robotique

Les performances d'un actionneur destiné à une application robotique sont généralement évaluées à travers trois critères fondamentaux : la densité de couple, le rendement énergétique et la compliance (la capacité à interagir efficacement avec l'environnement). Ces critères, bien documentés dans la littérature, conditionnent directement les choix d'architecture mécanique, la sélection du moteur, ainsi que l'intégration éventuelle d'une transmission ou d'un module de compliance. **Ces critères de performance constituent le cadre central des analyses et des optimisations présentées dans cette thèse.**

Densité de couple

Dans la plupart des systèmes robotiques, l'actionneur constitue la source principale de couple mécanique. Deux approches permettent d'augmenter le couple disponible : accroître directement le couple fourni par le moteur, ou utiliser une transmission avec un rapport de réduction élevé. Dans les deux cas, une augmentation de la masse et du volume de l'actionneur est généralement observée, ce qui peut accroître le couple effectif requis pour accomplir la tâche.

Dans un moteur électromagnétique, l'augmentation de la taille est souvent dictée par les considérations thermiques, puisqu'un volume plus important permet de mieux dissiper les pertes Joule (Urata *et al.* (2008a)). Toutefois, dans certaines applications, l'ajout de masse augmente l'inertie du joint et contribue aux forces d'impact, aggravant ainsi les perturbations dynamiques (Seok *et al.* (2012)). La densité de couple, définie comme le rapport entre le couple continu produit et la masse de l'actionneur, constitue donc un indicateur clé à optimiser.

Il est important de noter que la densité de couple se réfère au couple continu produit par l'actionneur, et non au couple pic. Certaines stratégies d'optimisation, telles que l'augmentation de l'épaisseur de bobine ou la réduction de la masse du stator, peuvent améliorer le couple continu mais réduisent la capacité de fournir des couples pic (Seok *et al.* (2014)).

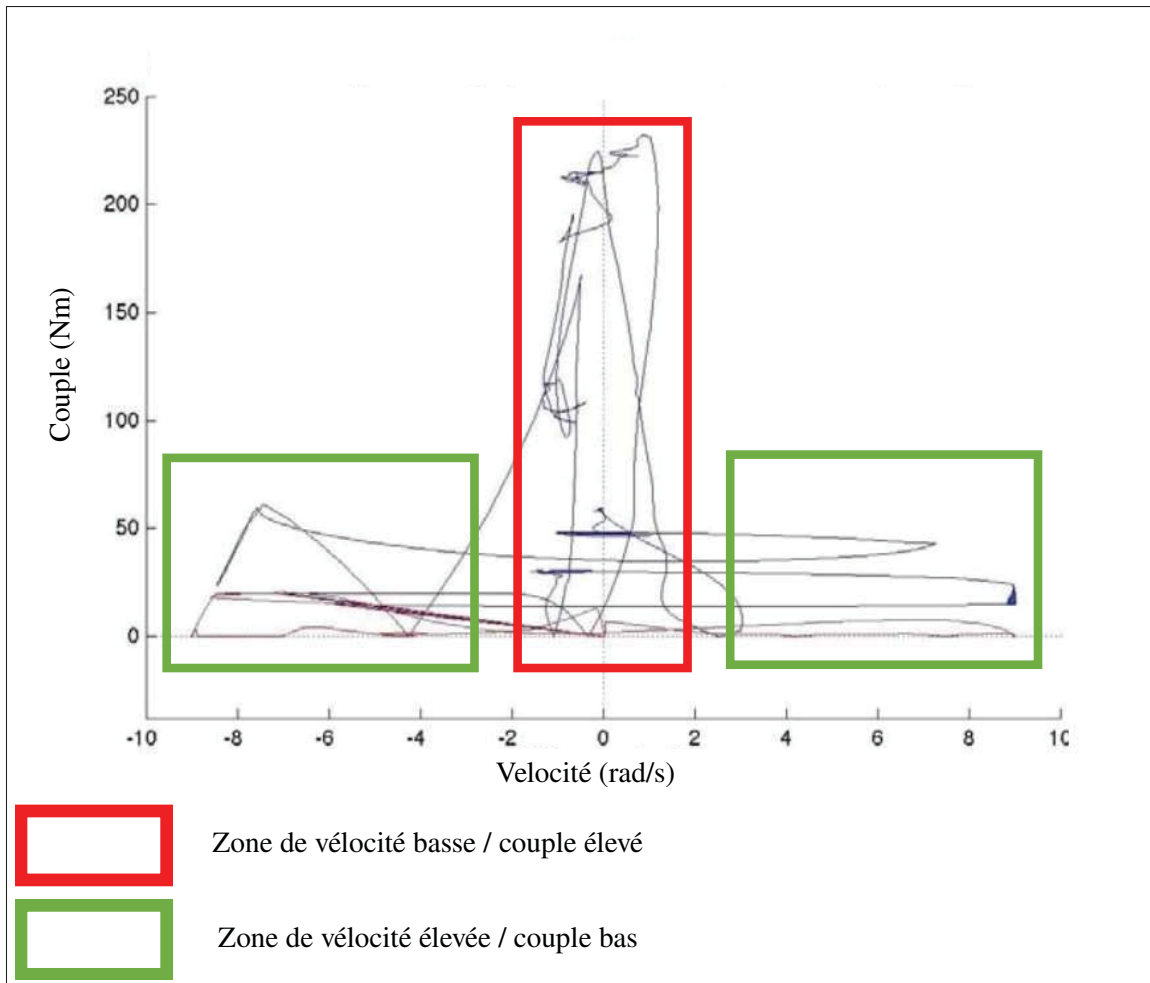


Figure 0.1 Exemple d'un profil de couple-vitesse d'une cheville d'un robot humanoïde tiré de (Radford (2012))

Rendement énergétique

Le rendement énergétique d'un actionneur, défini comme le rapport entre la puissance utile et la puissance fournie par une source d'énergie, constitue un second critère déterminant. Dans le cas d'un moteur électromagnétique, la puissance utile est donnée par $P_u = \tau\omega$. Les pertes peuvent être classées en trois catégories (Seok *et al.* (2014)) :

1. pertes par effet joule dans le bobinage, $P_{pe} = Ri^2$,
2. pertes mécaniques par friction dans les roulements et engrenages.

Pertes par effet joule

La compréhension des pertes nécessite d'abord l'analyse des régimes d'opération du robot. Les profils de couple et de vitesse dépendent des trajectoires, des perturbations et de la charge (Wensing *et al.* (2017); Kenneally *et al.* (2016)). Ces profils permettent d'identifier les besoins en couple dans différents régimes : continu, transitoire et statique. Comme souligné dans la Figure 0.1, les exigences de couple sur les articulations d'un robot humanoïde varient sur plusieurs ordres de grandeur selon la vitesse (Radford (2012)).

Dans un moteur BLDC, le couple est proportionnel au courant ($i \propto \tau$) et indépendant de la vitesse angulaire. L'énergie dissipée par effet joule, proportionnelle au carré du courant, augmente rapidement lorsque l'actionneur doit fournir un couple important sur de longues durées. En régime continu, le moteur peut fonctionner en dessous de son courant nominal, ce qui limite l'échauffement thermique. En revanche, en régime transitoire rapide, un courant plusieurs fois supérieur peut être toléré sans dégradation immédiate du bobinage du stator et des aimants du rotor, ce qui s'avère utile pour résister à des perturbations rapides et de grande amplitude.

En régime statique, comme durant le transport d'un objet (Fig.0.2), la vitesse étant nulle, la puissance utile est $P_u = 0$ et toute la puissance injectée est dissipée sous forme de chaleur. Une opération prolongée dans ces conditions peut provoquer la destruction du vernis du bobinage, la démagnétisation partielle ou complète des aimants permanents, ou encore l'endommagement de la colle et des roulements (Urata *et al.* (2010a), Urata *et al.* (2008a)). Ces limitations thermiques constituent l'un des obstacles majeurs à l'utilisation des moteurs BLDC en régimes haute charge et basse vitesse.

Pertes mécaniques et backdrivabilité

Les pertes mécaniques proviennent principalement de la friction dans les roulements et de l'interaction des engrenages dans les transmissions. Un rapport de réduction élevé augmente généralement ces pertes tout en amplifiant l'inertie réfléchie et la friction visqueuse vues par le moteur. Cette inertie réfléchie accroît l'impédance du joint (Seok *et al.* (2012)). Un actionneur

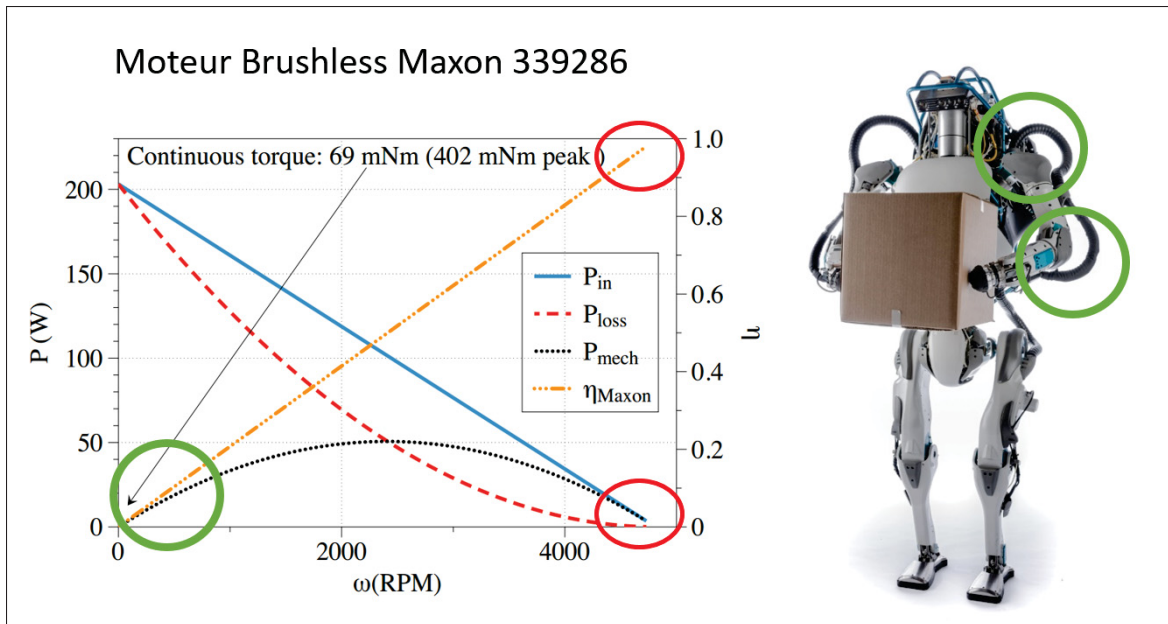


Figure 0.2 Courbe de fonctionnement moteur DC sans-balai et exemple d'un robot en régime bloqué, tirés de (Chossat *et al.* (2018))

est dit backdrivable si son impédance est suffisamment faible pour permettre un mouvement induit par une force externe (Wang & Kim (2015), Ishida & Takanishi (2006)).

Dans la pratique, la backdrivabilité est souvent sacrifiée pour obtenir un couple plus élevé, car l'augmentation du rapport de réduction réduit la charge sur le moteur mais dégrade la transparence mécanique et la capacité de restituer l'énergie absorbée lors d'interactions (Seok *et al.* (2012)). Les transmissions à faible réduction améliorent la backdrivabilité mais nécessitent des moteurs plus puissants, ce qui augmente les pertes par effet joule.

Compliance

L'intégration d'actionneurs à raideur variable (variable stiffness actuators, VSA) ou d'actionneurs à impédance variable (variable impedance actuators, VIA) permet d'améliorer la sécurité et la robustesse des interactions physiques. Ces modules peuvent stocker et restituer de l'énergie avec rapidité, ce qui réduit la charge dynamique sur le moteur et la transmission lors d'impacts

ou de perturbations. Ils sont particulièrement utiles dans les applications de locomotion et de manipulation Wolf *et al.* (2016); Vanderborght *et al.* (2013).

Toutefois, la présence de compliance introduit des comportements non linéaires et augmente la masse et l'inertie du système. Elle peut réduire la précision du contrôle, nécessitant des capteurs plus performants et une commande plus complexe. Les frottements internes inhérents aux mécanismes de compliance peuvent également limiter les gains en rendement énergétique.

Plage d'asservissement

La capacité d'un actionneur à répondre efficacement sur une large plage de fréquences dépend de la combinaison moteur, transmission et compliance. Un moteur seul fournit un couple important dans les basses fréquences mais perd de l'efficacité à haute fréquence. Une transmission augmente le couple disponible en basse fréquence mais limite la bande passante de l'actionneur, notamment à cause de l'inertie réfléchi. Un module de compliance peut fournir de grandes amplitudes de couple dans une plage étroite de hautes fréquences mais réduit globalement la bande passante lorsque l'on considère les phénomènes de friction et d'inertie additionnelle.

Une estimation précise des régimes de fonctionnement permet de sélectionner la combinaison optimale d'éléments. Par exemple, l'approche "DM2" (Zinn, Khatib, Roth & Salisbury (2004); Zinn (2005)) sépare les besoins en couple basse fréquence des besoins en haute fréquence, ce qui permet de répartir intelligemment les moteurs à forte capacité de couple à la base du robot et les moteurs plus légers aux articulations, réduisant ainsi l'inertie effective et améliorant la réponse du système.

Contributions

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur l'étude approfondie, l'optimisation et l'évaluation expérimentale d'un actionneur à aimants permanents programmables (PPM), son intégration dans une pince robotique, ainsi que sur la conception d'un moteur synchrone à aimants permanents enterrés (IPM) adapté aux applications robotiques. L'objectif est de comprendre

les fondements physiques de ces architectures d'actionnement, d'en identifier les paramètres déterminants et de démontrer leur potentiel pour des applications robotiques nécessitant une densité de couple élevée, une efficacité énergétique accrue, un haut niveau de sécurité et une interaction physique robuste. **Dans ce cadre, j'ai conçu et réalisé un actionneur PPM, capable de produire jusqu'à 70% de couple supplémentaire par rapport aux PPM existants, sans compromettre ni l'efficacité énergétique ni la compacité de l'actionneur.**

Mes contributions originales présentées dans cette thèse sont les suivantes :

- **Méthodologie de conception du circuit de magnétisation par impulsion** : Développement d'une approche de dimensionnement basée sur les lois d'échelle des paramètres électriques et l'étude de topologies optimisées pour une reprogrammation magnétique robuste et économe en énergie.
- **Optimisation du circuit magnétique du PPM** : Étude de l'influence de la discrétisation des aimants, du choix des matériaux et du dimensionnement géométrique sur la force produite et la magnétisation des aimants, conduisant à des lignes directrices pour la conception des arrangements de Halbach et du rotor d'un actionneur PPM.
- **Validation expérimentale et intégration du PPM dans une pince robotique** : Réalisation et caractérisation d'un prototype fonctionnel, puis intégration dans une pince robotique démontrant le maintien de force sans alimentation, la modulation de la compliance et la robustesse face aux perturbations.
- **Étude exploratoire d'un moteur synchrone à aimants permanents enterrés (IPM)** : Conception et caractérisation comparative d'une architecture IPM mettant en évidence le compromis entre extension de la plage de vitesse et réduction du couple, à des dimensions compatibles avec les contraintes robotiques et complémentaire à l'étude du PPM.

Dans l'ensemble, cette thèse apporte une contribution complète allant de la modélisation du PPM à son évaluation expérimentale et à son intégration dans une application réelle, établissant ainsi les fondations nécessaires pour le développement de futurs actionneurs programmables à aimants permanents.

Ces contributions démontrent le potentiel des actionneurs programmables à base d'aimants permanents et constituent une première étape vers une nouvelle génération de systèmes d'actionnement pour la robotique.

CHAPITRE 1

REVUE DE LITTÉRATURE

Cette section présente les principales familles de moteurs et de transmissions étudiées dans le domaine de la robotique. Chaque technologie tente de répondre à certaines limitations identifiées dans les sections précédentes. Toutefois, comme nous le verrons, les problèmes fondamentaux liés à la dissipation thermique en régime statique, aux pertes mécaniques ou à la transparence ne sont que partiellement résolus.

1.1 Moteurs

Direct-drive

Les moteurs direct-drive (DD) visent à éliminer entièrement l'utilisation d'une transmission afin d'éviter les effets indésirables associés aux réducteurs, tels que l'inertie réfléchie (proportionnelle à N^2 pour un rapport de réduction N), l'augmentation d'impédance et la diminution de la bande passante. Cette approche nécessite cependant des compromis importants sur les spécifications du moteur, puisqu'un moteur électromagnétique ne peut simultanément fournir un couple continu élevé et un couple pic élevé Kenneally *et al.* (2016).

Dans Kenneally *et al.* (2016) et Angle *et al.* (2017), deux moteurs conçus pour une architecture direct-drive sont présentés. Le compromis retenu consiste à réduire drastiquement le couple continu afin de permettre des couples pic très élevés, ce qui reste acceptable dans les applications ciblées. Ces designs reposent sur une optimisation globale du robot, incluant une distribution des masses visant à minimiser l'effort requis au niveau des articulations distales. Les moteurs utilisent un diamètre d'entrefer maximal, un nombre de pôles et de dents très élevé, et des matériaux légers. Par exemple, le moteur à huit phases présenté dans Angle *et al.* (2017) est environ 40 pour cent plus léger qu'un équivalent commercial.

Malgré ces avantages, l'absence de transmission limite leur utilisation dans des applications nécessitant un couple élevé en régime proche du blocage.

VFMM

Le moteur à mémoire de flux variable (Variable Flux Memory Motor, VFMM), introduit par Ostovic (Ostovic (2003)), constitue une alternative aux moteurs conventionnels en offrant la possibilité de moduler le flux magnétique interne avec des pertes négligeables. Ce mécanisme permet de passer rapidement d'un régime haute vitesse et bas couple à un régime basse vitesse et haut couple.

La géométrie du rotor est centrale à cette capacité. Comme montré dans Ostovic (2003), le rotor combine des aimants permanents, des matériaux ferromagnétiques et non ferromagnétiques, permettant deux chemins de flux distincts. L'un sert à la magnétisation contrôlée de l'aimant permanent, tandis que l'autre est utilisé pour la production du couple moteur. Les aimants de type AlNiCo permettent une magnétisation avec une impulsion de courant faible et brève, évitant l'usage d'un contrôleur spécialisé.

Le VFMM présente un rendement élevé et une complexité réduite, sans désavantages significatifs identifiés dans Ostovic (2003). Il a été proposé pour des applications automobiles, électroménagers et plus récemment robotiques (Radford (2012)). De nombreuses variantes ont été étudiées afin d'augmenter le flux dans l'entrefer, d'utiliser des combinaisons NdFeB–AlNiCo et de réduire le courant de magnétisation ou la complexité de commande (Jia, Wang & Sun (2014)).

AFPM

Les moteurs à flux axial (AFPM) sont souvent considérés comme plus performants que leurs équivalents à flux radial (RFPM). Les limitations des RFPM incluent une longueur importante du circuit magnétique, une utilisation sous-optimale du fer du rotor et une dissipation thermique moins efficace (Sahin (2001)). Les AFPM offrent au contraire un circuit magnétique court, peu ou pas de fer, une meilleure dissipation thermique et un ratio diamètre/longueur favorable.

Selon Sahin (2001) et Patterson *et al.* (2009), le couple d'un moteur à flux axial croît approximativement suivant son diamètre au cube, contrairement aux moteurs radiaux où

le couple dépend du carré du diamètre multiplié par la longueur. Pour des designs à grand diamètre et faible longueur, les AFPM deviennent ainsi particulièrement avantageux. Les forces axiales sur les roulements constituent une limite architecturale importante, mais Patterson *et al.* (2009) montre que celles-ci peuvent être supportées par des roulements standards correctement intégrés.

Plus le nombre de pôles augmente, plus les AFPM surpassent les RFPM en densité de couple. Pour un moteur à fort nombre de pôles, un AFPM devient avantageux dès que le ratio diamètre/longueur dépasse cinq (Patterson *et al.* (2009)).

Moteurs rhéologiques

Les moteurs rhéologiques Fauteux, Lauria, Heintz & Michaud (2010); Fauteux, Lauria, Legault, Heintz & Michaud (2009), combinent un moteur électromagnétique classique avec deux freins magnéto-rhéologiques (MR) montés en différentiel. Le champ magnétique appliqué aux freins permet de moduler la viscosité du fluide MR et donc le couple transmis.

Ces actionneurs possèdent une inertie et une impédance très faibles, offrant une transparence supérieure à celle des actionneurs équipés de transmissions mécaniques. De plus, la conversion vitesse-vers-couple n'introduit pas de jeu mécanique (backlash), améliorant la qualité de commande. Les limitations actuelles concernent la densité de couple, qui reste comparable à celle des moteurs direct-drive, et une bande passante similaire. L'utilisation de matériaux ferromagnétiques induit des effets hystérétiques, mais ceux-ci restent acceptables pour de nombreuses applications robotiques.

1.2 Transmissions

Considérations générales

La sélection d'une transmission se fait généralement en complément du choix du moteur, afin d'obtenir le couple nominal requis. Un rapport de réduction élevé réduit l'effort moteur mais

augmente les pertes mécaniques. À l'inverse, un faible rapport de réduction exige un moteur plus puissant, ce qui accroît les pertes ohmiques et augmente la masse de l'actionneur.

Même lorsque la transmission est choisie pour minimiser les pertes, les pertes mécaniques inhérentes demeurent importantes et peuvent dégrader les performances du système. Les transmissions traditionnelles introduisent inévitablement un compromis entre masse, inertie, friction et rendement.

Transmissions harmoniques, planétaires et autres

Les transmissions harmoniques offrent des rapports de réduction élevés dans un format compact, mais introduisent de la friction et une impédance mécanique élevée. Les transmissions planétaires constituent une alternative robuste mais présentent des pertes visqueuses non négligeables.

Les transmissions magnétiques éliminent le contact mécanique mais souffrent de pertes liées au glissement, d'une densité de couple plus faible et de problèmes liés à la rétention magnétique. Aucune de ces solutions ne résout simultanément les limitations thermiques, mécaniques et énergétiques associées aux besoins robotique modernes.

En résumé, malgré des avancées significatives dans les moteurs et transmissions, les limitations fondamentales demeurent : efficacité réduite en régime statique, pertes mécaniques, inertie réfléchie et faible transparence mécanique. Ces observations motivent l'exploration d'architectures non conventionnelles telles que les actionneurs à aimants permanents reconfigurables.

1.3 Limites inhérentes aux approches existantes

La revue des différentes familles d'actionneurs et de transmissions met en évidence plusieurs limites communes qui restreignent leur utilisation dans les systèmes robotiques modernes. Les moteurs électromagnétiques direct-drive offrent une faible impédance et une bonne transparence, mais leur densité de couple reste insuffisante pour les applications nécessitant des couples importants en régime quasi statique. À l'inverse, l'ajout d'une transmission mécanique augmente

le couple disponible mais introduit d'importantes pertes mécaniques, de l'inertie réfléchie et une diminution notable de la bande passante de l'actionneur.

Les approches plus récentes telles que les moteurs AFPM, VFMM ou les actionneurs rhéologiques proposent des améliorations ciblées sur certains critères, comme la densité de couple, la modélisation du flux ou la transparence mécanique. Toutefois, aucune de ces architectures ne parvient à éliminer simultanément les pertes thermiques en régime statique, la dépendance au courant pour maintenir un couple, et l'augmentation d'impédance liée à l'usage d'une transmission.

Les mécanismes de compliance ajustable offrent une réponse intéressante pour absorber les impacts et moduler la raideur mécanique. Cependant, ils ajoutent de la masse, de la complexité et des phénomènes non linéaires qui compliquent la commande et limitent la précision du contrôle. De plus, ils ne résolvent pas intrinsèquement les problèmes thermiques fondamentaux liés au maintien prolongé d'un couple statique.

Ces observations révèlent un compromis central propre aux actionneurs électromécaniques : il demeure difficile de concevoir un système capable de fournir simultanément un couple important en régime quasi statique, une faible impédance mécanique, un rendement élevé et une bonne transparence. En particulier, la nécessité d'alimenter continuellement les moteurs pour maintenir un couple statique engendre des pertes thermiques importantes, ce qui constitue l'une des limites les plus contraignantes des solutions conventionnelles.

Ce constat motive l'exploration de nouvelles architectures d'actionneurs basées sur des principes physiques différents. Les actionneurs à aimants permanents programmables offrent une alternative prometteuse, puisqu'ils peuvent générer un couple statique sans alimentation continue tout en permettant une modulation rapide de la position d'équilibre ou de la force produite. La section suivante présente en détail le principe du PPM et les éléments qui justifient son potentiel pour les applications robotiques.

1.4 Actionneur à aimant permanent programmable (PPM)

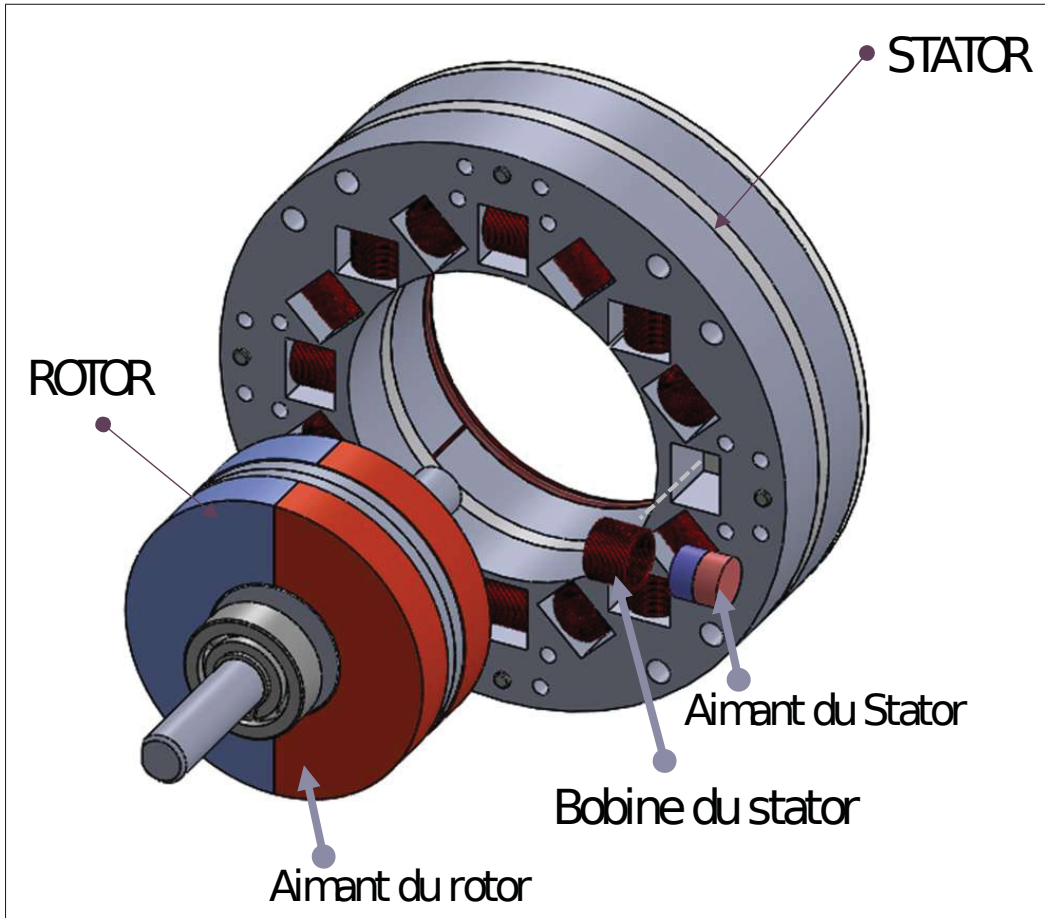


Figure 1.1 Structure d'une couche du PPM

L'actionneur à aimant permanent programmable (PPM) (1.1) constitue une alternative non conventionnelle aux architectures électromagnétiques classiques. Contrairement aux moteurs BLDC, dont le couple dépend directement du courant appliqué et qui dissipent de l'énergie en régime statique, le PPM est capable de produire un couple sans alimentation continue. Cette propriété découle de l'utilisation d'aimants permanents disposés selon une configuration Halbach reconfigurable, dont l'état magnétique peut être programmé par une impulsion de courant brève (Chossat *et al.* (2018)).

1.4.1 Principe général

Le PPM est composé d'un stator et d'un rotor, tous deux constitués d'aimants permanents. Le stator comporte deux couches (Fig.1.2) d'aimants déphasées de 90 degrés, générant deux champs orthogonaux dans l'entrefer (Fig.1.3). L'orientation combinée de ces champs définit une direction de force résultante, contrôlée par l'état magnétique des aimants du stator. Le rotor, constitué d'un aimant unique ou d'une structure équivalente, s'aligne naturellement avec la direction résultante du champ magnétique du stator.

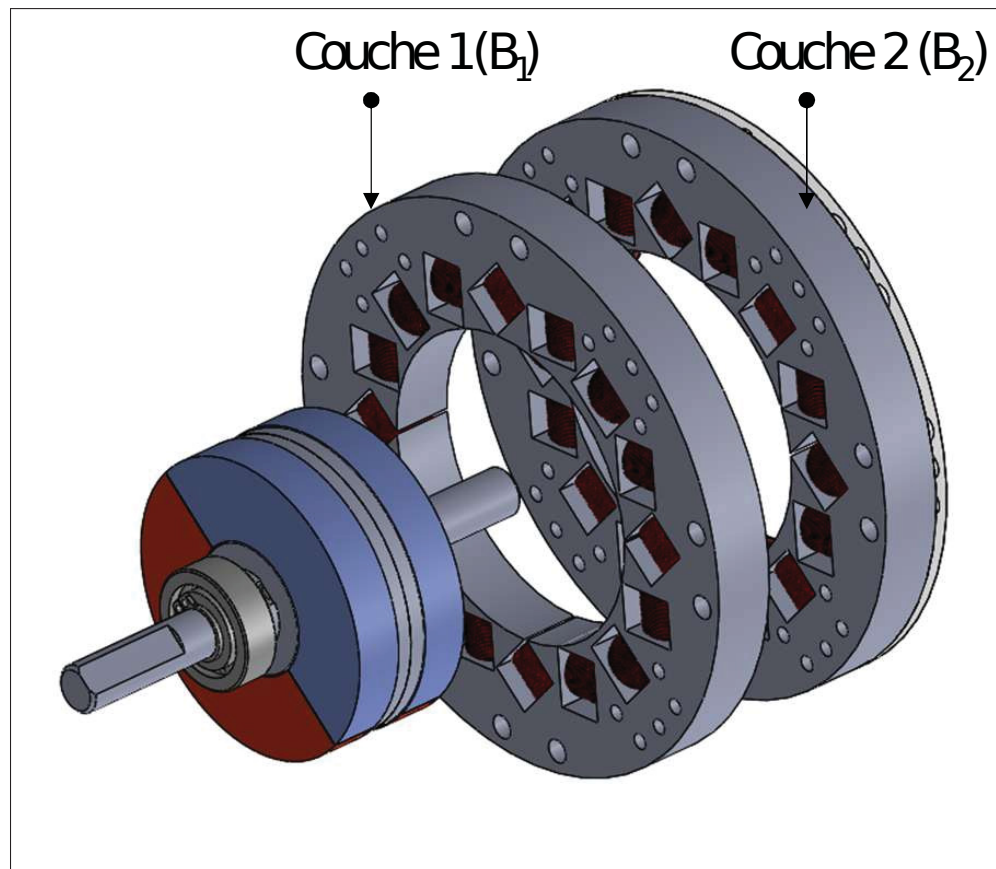


Figure 1.2 Assemblage de deux arrangements de Halbach

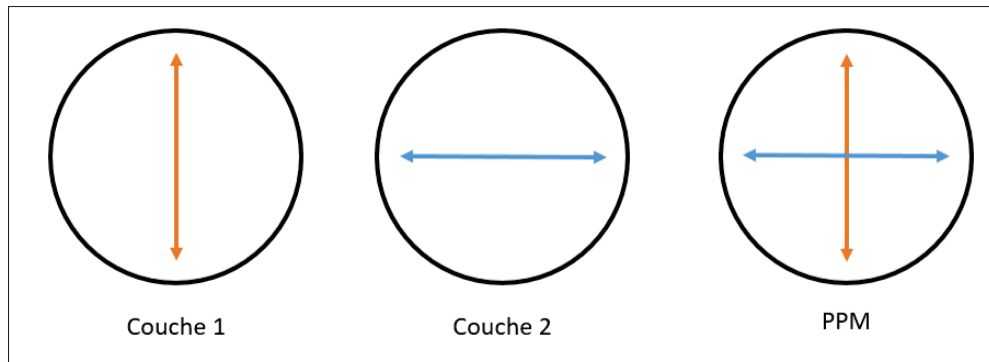


Figure 1.3 Orientation magnétique pour deux arrangements de Halbach

Le couple produit par l'actionneur résulte de la variation d'énergie magnétique lorsque l'angle du rotor s'écarte de sa position d'équilibre. Pour un modèle simplifié, la force ou le couple généré peut s'exprimer comme une fonction sinusoidale de la différence d'angle entre le rotor et l'orientation programmée de l'aimantation. Cette relation permet de définir précisément la position d'équilibre ainsi que la raideur magnétique obtenue.

1.4.2 Modèle magnétique simplifié

Le modèle conceptuel associe deux champs statoriques, notés B_1 et B_2 , dont les directions sont séparées de 90 degrés. L'état magnétique du stator peut être décrit par un angle programmé θ_{r0} , obtenu par combinaison vectorielle des deux couches d'aimants. Le rotor est caractérisé par son propre angle θ_r .

Le couple magnétique s'écrit alors, à un facteur d'échelle près, $\tau = \rho \sin(\theta_r - \theta_{r0})$, où ρ représente l'amplitude effective du champ résultant. Cette expression illustre la capacité du PPM à générer un couple sans alimentation continue : une fois l'aimantation programmée, la position d'équilibre est maintenue passivement.

1.4.3 Pilotage et comportements statiques

Le pilotage du PPM repose essentiellement sur la reprogrammation de l'orientation magnétique du stator. Une impulsion de courant brève, appliquée à une bobine dédiée, modifie l'état magnétique de l'aimant permanent. Ainsi, l'actionneur peut adopter une nouvelle position d'équilibre ou une nouvelle distribution d'effort sans nécessiter de courant continu.

Deux modes de contrôle peuvent être définis :

- contrôle en position : modification de l'angle d'équilibre θ_{r0} ,
- contrôle en force : exploitation de la relation sinus pour définir un couple cible.

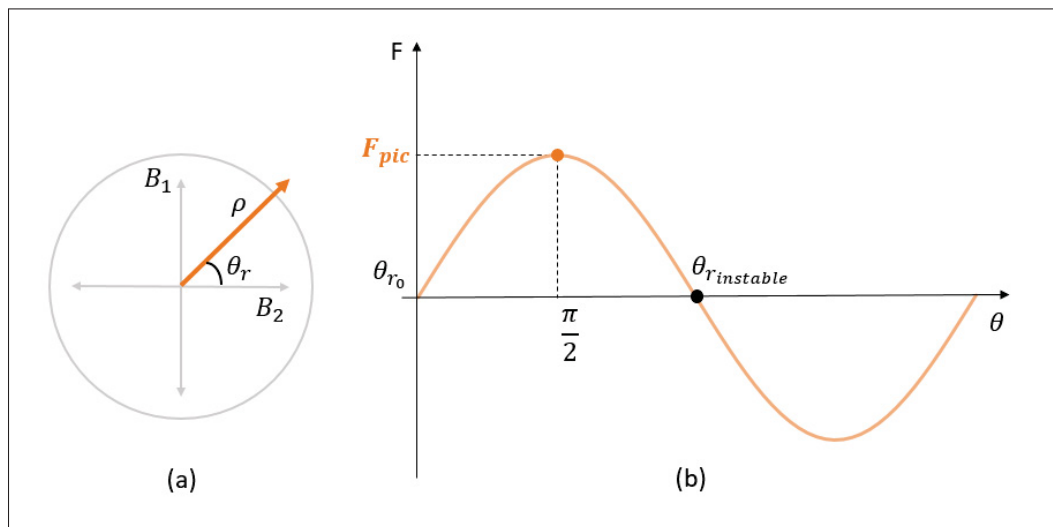


Figure 1.4 (a) Schéma du fonctionnement du PPM (b) Profil de force produit par le PPM

La flexibilité du pilotage permet au PPM d'être utilisé comme ressort programmable, générateur de couple statique ou actionneur hybride selon l'application.

1.4.4 Circuit de magnétisation

Le changement d'orientation magnétique du stator requiert un circuit de magnétisation capable de délivrer une impulsion de courant brève mais de forte intensité. Ce circuit repose généralement

sur la décharge contrôlée d'un condensateur dans une bobine, générant un champ magnétique suffisant pour réorienter l'aimant (Chossat *et al.* (2018)).

La conception du circuit de magnétisation est un élément critique pour les performances globales du PPM, puisqu'elle détermine :

- la durée nécessaire pour reprogrammer l'état magnétique,
- les pertes énergétiques associées au pilotage,
- les contraintes thermiques imposées à la bobine et aux composants électroniques.

Dans les chapitres suivants, une attention particulière sera portée à l'optimisation de ce circuit ainsi qu'à l'étude de la configuration de l'arrangement de Halbach afin d'améliorer la force générée et la robustesse de l'actionneur.

CHAPITRE 2

UN PRÉHENSEUR ROBOTIQUE SÉCURITAIRE : APPLICATION D'UN ACTIONNEUR À AIMANT PERMANENT PROGRAMMABLE

2.1 Introduction

Permettre aux robots et aux humains de travailler de manière synergique dans un espace partagé a constitué une tendance de recherche majeure dans la communauté de la robotique durant la première décennie de ce siècle (Haddadin & Croft (2016); De Santis, Siciliano, De Luca & Bicchi (2008)). Cet objectif s'est rapidement étendu au-delà de la communauté scientifique pour devenir l'une des premières évolutions majeures qu'ait connues la robotique industrielle depuis les années 1960 : les Cobots (Bogue (2016); Kadir, Broberg, Souza da Conceição *et al.* (2018)). Comparés aux manipulateurs industriels conventionnels, les Cobots sont plus faciles à déployer grâce à leurs interfaces de programmation intuitives et à leur compacité relative (Bloss (2016)), mais ils sont également conçus pour offrir un niveau de sécurité plus élevé aux humains (Matthias *et al.* (2011)). En effet, faisant suite aux premières recherches ayant mis en évidence les dangers des robots conventionnels (Zinn *et al.* (2004); Haddadin, Albu-Schäffer & Hirzinger (2007); Haddadin, Albu-Schaffer & Hirzinger (2008a)), des travaux remarquables ont été publiés dans le but de rendre les manipulateurs robotiques plus sûrs (Haddadin, Albu-Schäffer & Hirzinger (2009)). Ces avancées sont la raison principale derrière l'adoption des Cobots par l'industrie. Cependant, le bras robotisé n'est qu'une partie de la cellule d'automatisation finale, et le niveau global de sécurité qu'il procure est limité par son maillon le plus faible, c'est-à-dire les composants qui présentent la plus grande menace. Le choix de l'effecteur terminal robotique a un impact important sur la sécurité. Par exemple, un robot convivial pour l'humain équipé d'un outil tranchant est-il vraiment sûr (Haddadin, Albu-Schäffer, De Luca & Hirzinger (2008b)) ?

En raison de la compréhension grandissante qu'un robot collaboratif ne peut, à lui seul, garantir un fonctionnement sûr (Marvel, Falco & Marstio (2014)) pour l'humain, l'intérêt pour la conception d'effecteurs terminaux sécuritaires s'est accru au cours des dernières années. Dans cette optique, le comité technique (ISO/TC 299), qui a fourni les normes ISO (Technical

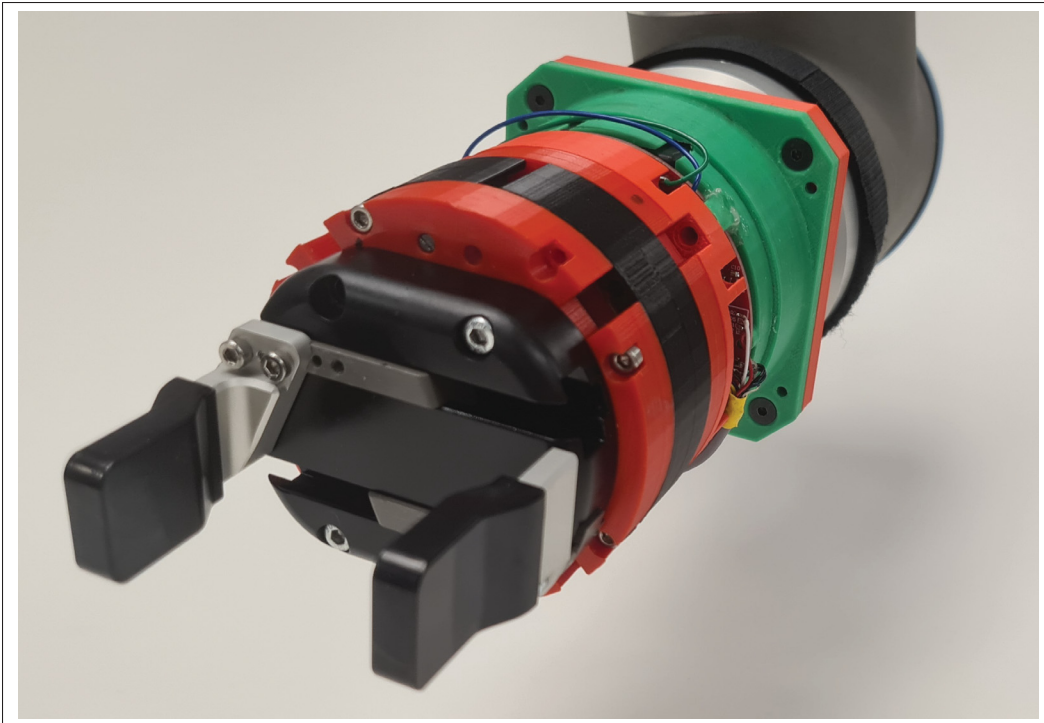


Figure 2.1 Pince Hand-E intégrée avec un actionneur PPM de 60 mm

Comitee TC/ISO 299 (2016)) servant actuellement de référence dans le domaine des robots collaboratifs (Chemweno, Pintelon & Decre (2020)), a récemment publié une autre norme établissant des lignes directrices pour la conception d'une pince sécuritaire (Technical Comitee TC/ISO 299 (2018)). L'idée n'est pas nouvelle dans la communauté de recherche (Salunkhe, Fager & Fast-Berglund (2020)). L'intérêt s'est particulièrement renforcé au cours des dernières années pour la réduction de l'impédance des mains, en rendant les préhenseurs souples (Hughes *et al.* (2016)), en ajoutant de la compliance à leurs articulations/actionneurs (Salviatti, Iqbal, Hussain, Prattichizzo & Malvezzi (2018); Kaur & Kim (2019)), ou encore, au niveau du contrôle, en pilotant activement la raideur de la main (Memar & Esfahani (2019b)). Néanmoins, la nouvelle initiative de l'ISO a fourni une norme formalisée qui peut désormais offrir des lignes directrices claires pour concevoir une pince sûre et adaptée à l'humain.

Ce chapitre démontre comment l'utilisation de notre nouvel actionneur à aimant permanent programmable (PPM) (Chossat *et al.* (2018)) dans une pince robotique conventionnelle (Robotiq

Hand-E), illustrée Fig. 2.1, pourrait conduire à une nouvelle génération de préhenseurs à la fois économes en énergie, rapides, et capables de fournir un niveau de sécurité conforme aux recommandations de l'ISO.

Tout d'abord, nous discutons des caractéristiques idéales d'une pince sûre pour un robot collaboratif et démontrons en quoi l'actionneur PPM constitue un bon candidat pour la réalisation de telles pinces. La section suivante présentera la conception de l'actionneur lui-même ainsi que son intégration dans une pince industrielle du commerce. Les deux dernières sections montreront comment la force et la position de la pince sont contrôlées, et présenteront des résultats expérimentaux mettant en évidence les caractéristiques de celle-ci.

2.2 Conception d'une pince sécuritaire pour les interactions Homme-Robot

2.2.1 Caractéristiques recherchées pour une pince sécuritaire

Dans le contexte des tâches collaboratives homme-robot, les pinces doivent intégrer des fonctions de sécurité similaires à celles des manipulateurs collaboratifs. L'exigence la plus importante est leur capacité à réduire et à absorber les forces d'impact en cas de collision. De tels impacts peuvent entraîner des situations dangereuses si les forces sont trop élevées, mais aussi, dans certains cas, déformer ou endommager la charge utile, voire provoquer son échappement. Même si la perte de l'objet ne représente un risque majeur que lorsqu'il est lourd, garantir que la charge est maintenue en tout temps durant l'opération, indépendamment d'évènements imprévus, constitue une exigence générale importante en matière de sécurité. De plus, conformément aux lignes directrices de l'ISO/TR 20218 (Technical Committee TC/ISO 299 (2018)), une pince sécuritaire doit assurer le maintien de la charge même lors d'un arrêt d'urgence. Elle doit toutefois permettre la libération ou le retrait de l'objet une fois l'arrêt sécurisé complété.

Enfin, les directives précisent qu'une pince sûre pour l'humain doit être capable de détecter les évènements imprévus au moment où ils surviennent, et de réagir de manière à éviter un état

dangereux. Ici, un « évènement imprévu » désigne toute situation menant à une collision ou à une perte de prise.

Des lignes directrices ISO, on peut dégager plusieurs éléments de conception essentiels pour une pince sécuritaire. Par exemple, pour garantir une prise stable, un contrôle précis de la force, associé à une mesure de force, doit être envisagé. De même, l'ajout de conformité et la possibilité de rétro-action mécanique (backdrivability) contribuent à réduire les forces d'impact. Enfin, pour réagir efficacement aux évènements imprévus, une action rapide et une capacité de détection des forces amélioreraient significativement la sécurité de la pince.

2.2.2 Caractéristiques de l'actionneur PPM

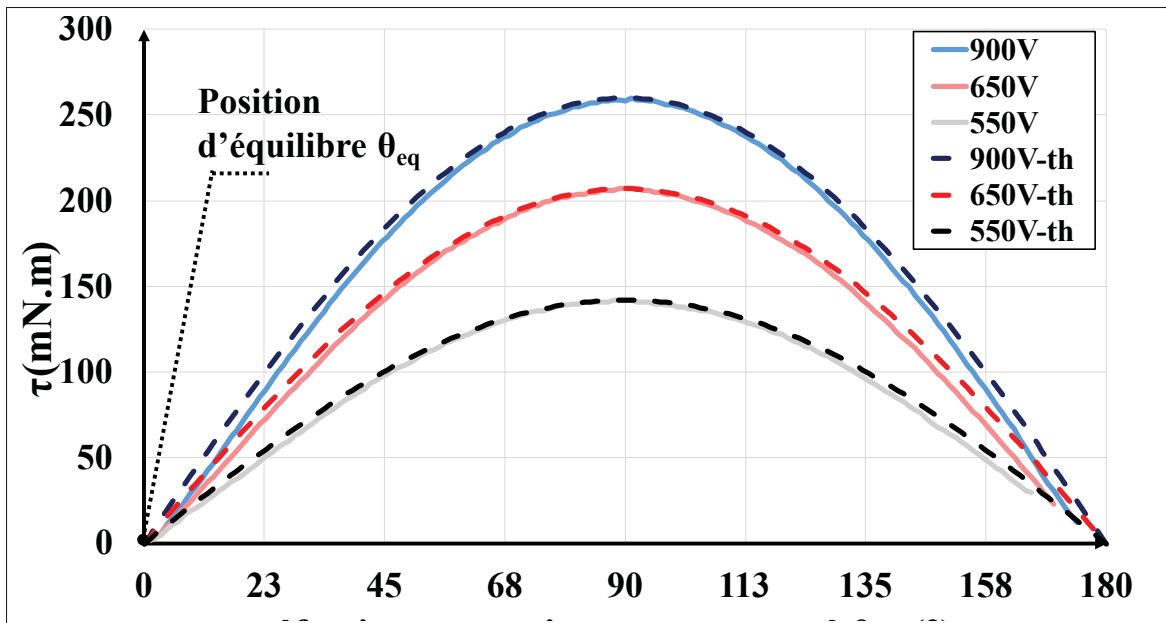


Figure 2.2 Approximation of the PPM actuator's torque function to a sinusoidal function. Values measured with a 17mm inner diameter (ID) rotor

Les propriétés intrinsèques du PPM, issues de son principe de fonctionnement présenté au Chapitre précédent, confèrent à cet actionneur plusieurs avantages particulièrement adaptés à la conception d'une pince sécuritaire.

Maintien du couple sans consommation d'énergie.

Une fois magnétisé, le champ magnétique produit par l'aimant programmé est stable et invariant, ce qui permet au PPM de maintenir un couple statique sans apport énergétique. Dans une pince, cela se traduit par une capacité à maintenir une prise sans effort continu, réduisant la consommation d'énergie et permettant des prises prolongées.

Rendement constant.

Contrairement aux moteurs électromagnétiques, dont le rendement décroît en régime basse-vitesse / haut-couple, le PPM offre un rendement presque constant. Pour une pince, cela signifie que les performances de préhension ne dépendent pas de la vitesse d'actionnement.

Raideur variable.

La capacité du PPM à moduler son état magnétique permet une variation de la raideur mécanique. Cette propriété est cruciale pour la sécurité en interaction humaine : la pince peut se comporter comme un mécanisme rigide pour des tâches de précision, ou comme un mécanisme compliant pour limiter les forces appliquées sur un objet fragile ou un utilisateur.

2.2.3 Conception de l'actionneur

La conception du PPM a été adaptée pour répondre aux exigences d'un préhenseur robotique sécuritaire, en particulier l'augmentation du couple afin d'atteindre des performances comparables à celles des pinces industrielles à deux doigts utilisées dans les applications de cobotique. À titre de référence, la pince Hand-E de Robotiq Inc. peut fournir une force maximale de 185 N. En comparaison, le premier prototype du PPM de 47 mm diamètre, issu des travaux de Chossat *et al.* (2018), produisait ne peut produire qu'une force maximale de 25 N, ce qui motivait le développement d'une nouvelle itération de 60 mm. Cette section présente les choix de conception propres à cette application, en se fondant sur les principes présentés au Chapitre 3.

2.2.3.1 Augmentation du couple

Une manière d'augmenter le couple dans les moteurs électromagnétiques conventionnels consiste à accroître le diamètre de l'entrefer, soit $2R_{ag}$, entre le stator et le rotor (voir Fig. 2.4). La loi d'échelle décrivant cette relation, lorsque le flux magnétique généré par l'interaction entre le stator et le rotor est dirigé radialement dans le moteur, est donnée par $\tau = kL(2R_{ag})^2$ (Owen (1988)), où L est la longueur du moteur et k une constante de couple du moteur. Étant donné que le flux du PPM est également radial, nous supposons que cette loi peut être appliquée dans notre conception.

2.2.3.2 Conception du stator

Un diamètre d'entrefer plus grand nécessite d'augmenter le nombre d'aimants dans le cylindre de Halbach. Cependant, ce nombre ne peut croître que par incréments de 4, car chaque quadrant du cylindre doit contenir le même nombre d'aimants afin de conserver une densité de flux uniforme dans l'entrefer. Autrement dit, les arrangements d'Halbach ne peuvent être constitués que de 12, 16, 20 aimants, et ainsi de suite. Après avoir évalué la tension des condensateurs et le courant de pic pour chacune de ces configurations, nous avons déterminé que notre circuit de pilotage ne pouvait gérer que 16 aimants. Cela conduit à un diamètre d'entrefer de 40.2 mm et à un diamètre externe du stator de 60 mm. En appliquant la loi d'échelle précédemment mentionnée, le couple estimé est de 430 mN·m. Cependant, les mesures expérimentales indiquent un couple maximal de 344 mN·m. Les raisons de cet écart n'ont pas encore été identifiées.

2.2.3.3 Circuit de magnetisation

Le processus de design du circuit de magnetisation est présenté dans le chapitre suivant (Chap.3).

2.2.4 Intégration du PPM dans une pince

L'actionneur PPM a été intégré dans la pince Hand-E de Robotiq, une pince parallèle à deux doigts (voir Fig. 2.3), car elle ne possède aucun mécanisme d'auto-blocage susceptible d'empêcher

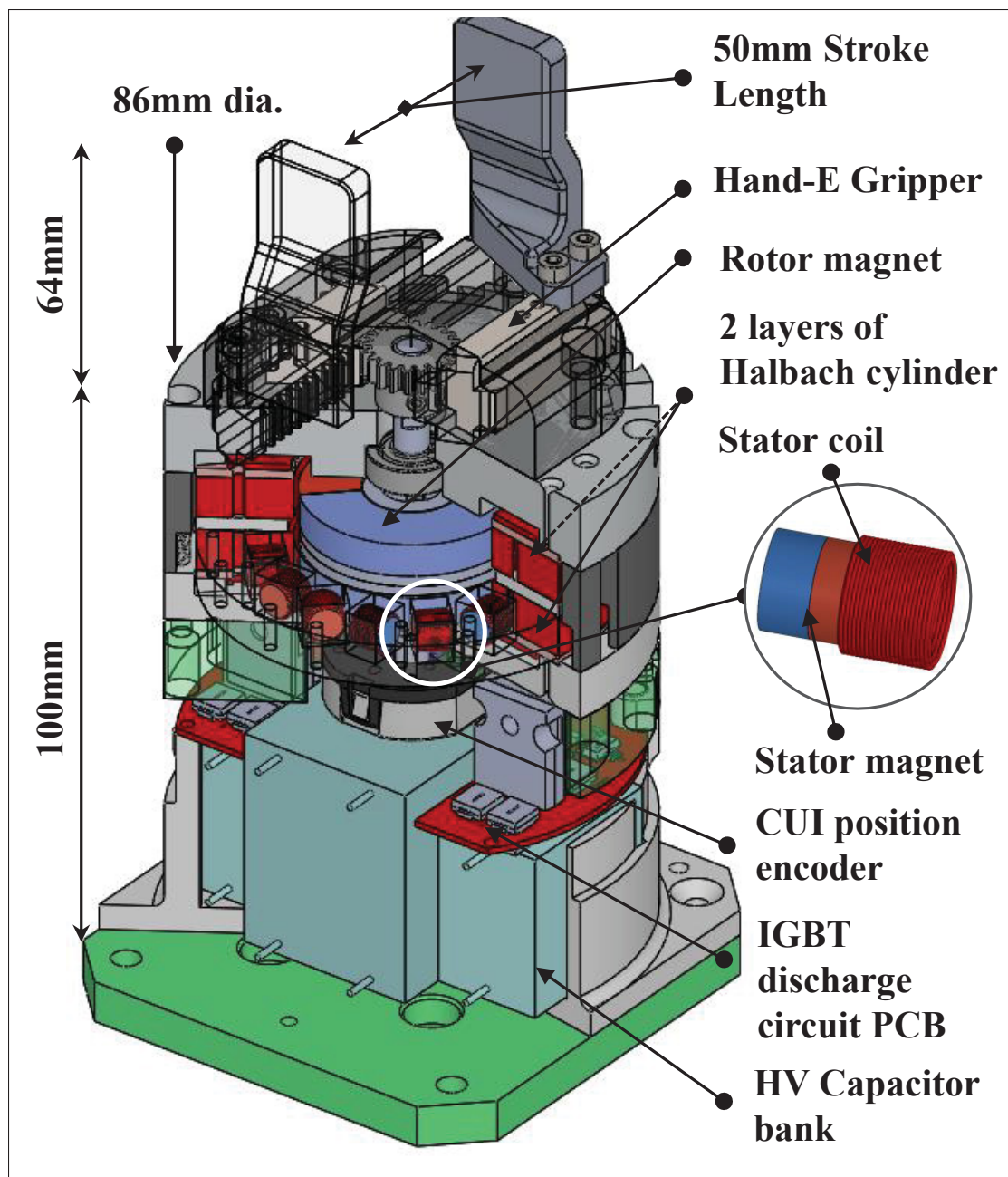


Figure 2.3 Vue en coupe de la pince actionnée par PPM

le PPM d'exprimer ses capacités de compliance variable jusqu'aux doigts. L'intégration est relativement simple grâce à la structure du PPM, similaire à celle d'un moteur électromagnétique conventionnel. La hauteur totale du prototype de pince est de 100 mm; son diamètre est de 86 mm et sa masse totale est de 854 g, pince comprise (240 g).

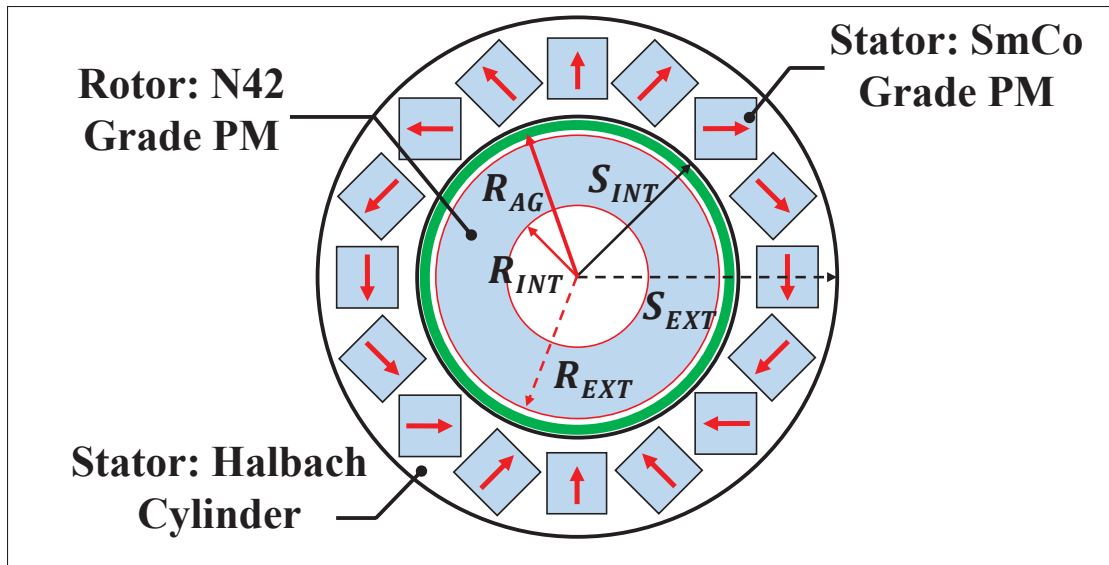


Figure 2.4 Cylindre de Halbach à 16 aimants pour le nouvel actionneur PPM de 60 mm de diamètre

Voici la liste des composants utilisés dans la conception de l'actionneur : (1) Interrupteurs IGBT : IXYK120N120C3, (2) Banc de condensateurs : $2 \times$ MKP1848C61080JK2 ($20 \mu\text{F}$) + $1 \times$ C4AQIBW5400A3OJ ($39.4 \mu\text{F}$), (3) Capteur de position : encodeur absolu (AMT212, CUI Devices).

2.3 Stratégie d'asservissement

Dans l'actionneur PPM, l'alignement du champ magnétique du rotor, B_R , avec le champ magnétique du stator, B_S , génère le mouvement de rotation. Comme illustré Fig. 2.6 (a), une seule couche de cylindre de Halbach ne peut entraîner le rotor qu'en deux positions, en changeant le champ magnétique soit dans la direction de B_S , soit dans la direction opposée $-B_S$ (obtenu en réglant le champ magnétique de chaque aimant à B_m ou $-B_m$). En revanche, en utilisant deux couches identiques, la seconde étant décalée de 90° , le champ résultant B_S devient une combinaison des champs magnétiques des deux couches B_1 et B_2 , comme illustré Fig. 2.6 (b). En faisant varier B_1 et B_2 , le rotor peut ainsi être positionné à n'importe quel angle ou être entraîné dans n'importe quelle direction.

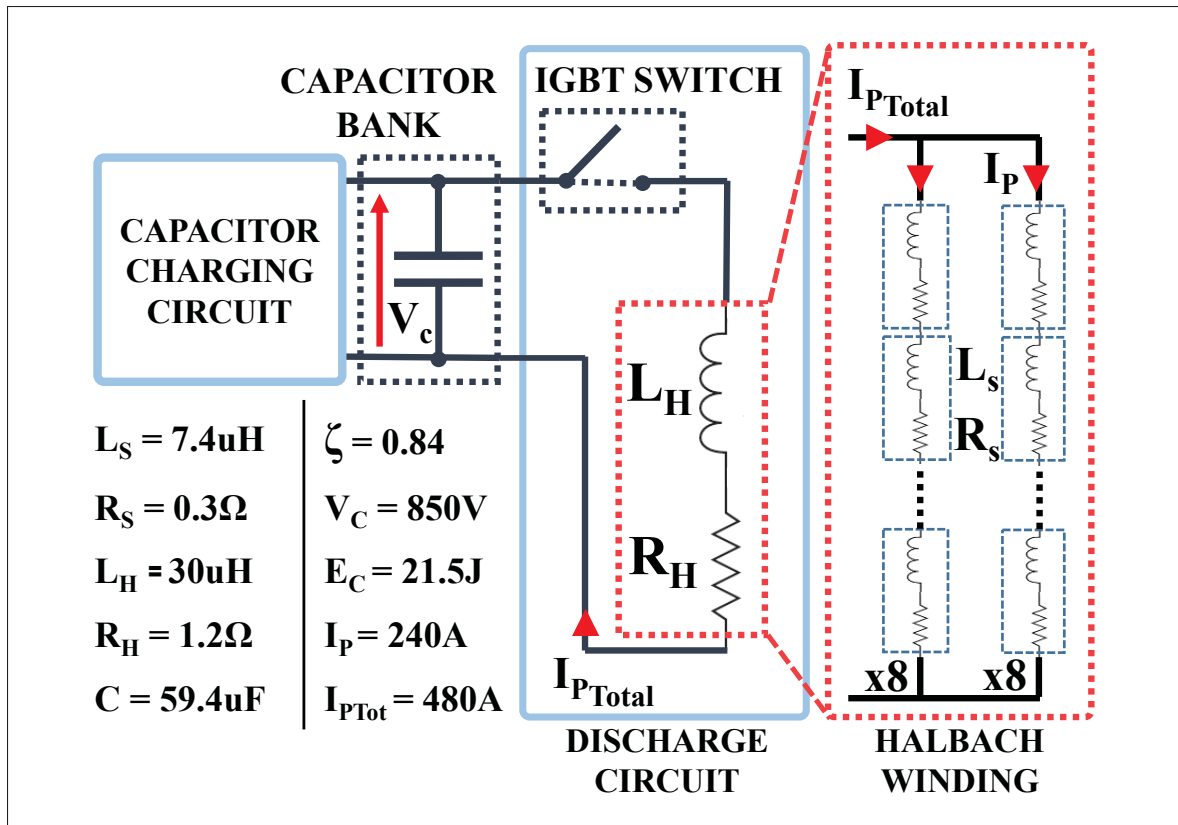


Figure 2.5 Schéma simplifié du circuit de commande et du motif d'enroulement du stator de l'actionneur PPM de 60 mm de diamètre, avec valeurs des paramètres du circuit

De plus, pour un champ magnétique donné B_S , l'actionneur produit un couple en fonction de la position angulaire θ_R suivant une courbe sinusoïdale, comme présenté Fig. 2.2. La somme des intensités magnétiques des deux cylindres de Halbach contrôle directement l'amplitude A de cette sinusoïde, tandis que l'intensité relative d'un cylindre par rapport à l'autre détermine la position d'équilibre θ_{eq} , c'est-à-dire le point où la sinusoïde s'annule. Ceci donne :

$$\tau = A \cdot \sin(\theta), \quad \theta = \theta_R - \theta_{eq} \quad (2.1)$$

$$A = k \sqrt{B_1^2 + B_2^2} \quad (2.2)$$

$$\theta_{eq} = \sin^{-1} \left(\frac{B_2}{A} \right) \quad (2.3)$$

$$B_{i_n} = f(V_{i_n}, B_{i_{n-1}}, \theta_{n-1}) \quad (2.4)$$

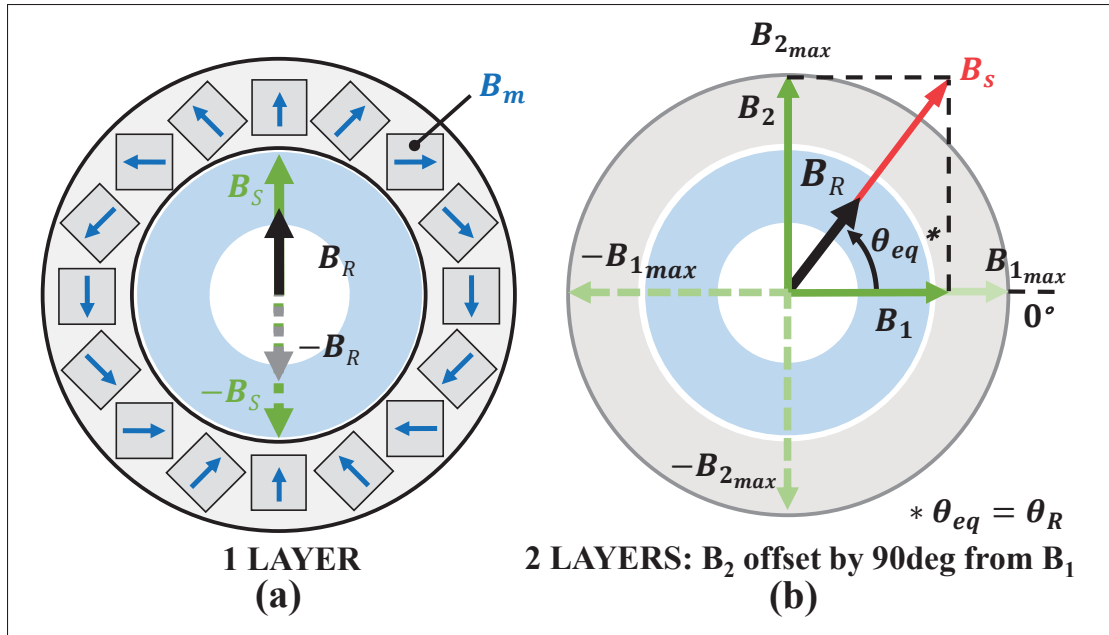


Figure 2.6 Commande en position et en couple de l'actionneur PPM via le contrôle des champs magnétiques B_1 et B_2 de deux couches de cylindres de Halbach

où k est une constante dépendant du champ magnétique dans l'entrefer, V_{i_n} est la tension de magnétisation appliquée lors de la magnétisation n , $B_{i_{n-1}}$ est la magnétisation précédente ($n-1$) de l'arrangement d'Halbach i , et θ_{n-1} représente la position angulaire relative du rotor par rapport à la position d'équilibre $\theta_{eq_{n-1}}$.

La magnétisation permanente résultante de chaque cylindre de Halbach, B_i , est directement fonction du courant maximal envoyé dans les bobines, lequel est proportionnel à la tension du condensateur V_i (eq. 2.4). Cette relation est gouvernée par deux effets non linéaires.

Le premier est décrit par la Fig. 2.7 (b) qui montre la courbe d'hystérésis entre la tension appliquée et le couple maximal obtenu, phénomène intrinsèque à tous les matériaux magnétiques.

Le second effet provient de la conception du PPM, dans laquelle un aimant permanent est magnétisé en présence d'un autre aimant. Le rotor, fortement magnétisé, génère un champ supplémentaire qui influence le champ du cylindre de Halbach en l'augmentant ou en le diminuant

selon la position du rotor. Cette interaction modifie la magnétisation obtenue dans le stator et donc le couple maximal qu'il peut produire. Fig. 2.7 (a) montre l'impact sur le couple maximal en fonction de l'angle relatif du rotor, θ_{n-1} , avant la magnétisation du stator. On observe qu'une variation de 16.8 % du couple maximal peut être générée.

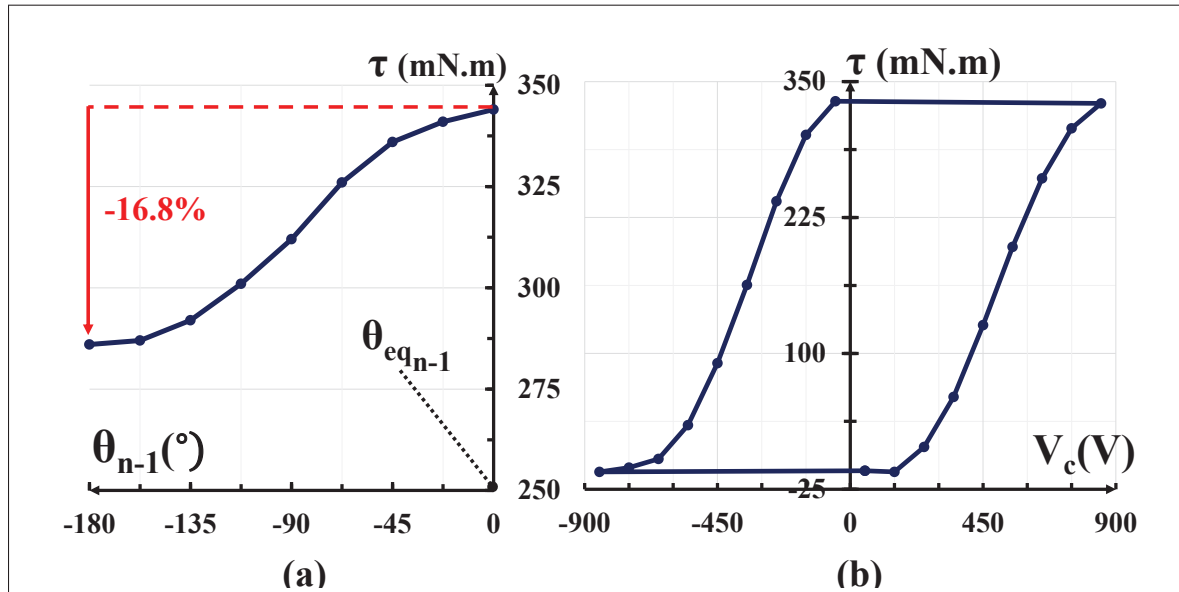


Figure 2.7 (a) Couple mesuré pour $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ en fonction de la position relative du rotor avant magnétisation, $\theta_{n-1} = \theta_{R_{n-1}} + \theta_{eq_{n-1}}$, et (b) courbe d'hystérésis du couple mesurée pour $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ à différentes tensions de condensateur. Couple généré avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne

En combinant la fonction de couple donnée par l'équation (2.1) et la relation entre le couple maximal pouvant être généré (en magnétisant les arrangements de Halbach à $B_{i_{max}}$) en fonction de l'angle relatif entre le stator et le rotor avant la magnétisation, θ_{n-1} , on obtient les courbes présentées Fig. 2.8.

La loi de commande résultante est la suivante :

1. Mesurer la position $\theta_{R_{n-1}}$ avant la magnétisation.
2. Connaissant la position désirée θ_{R_n} et le couple requis par l'application, vérifier si ces valeurs sont atteignables à partir des courbes de la Fig. 2.8.

3. Si une solution est possible, identifier la courbe sinusoïdale appropriée permettant d'obtenir le couple souhaité à la position angulaire visée.
4. Utiliser la courbe d'hystérésis correspondante pour déterminer la tension devant être appliquée au banc de condensateurs.

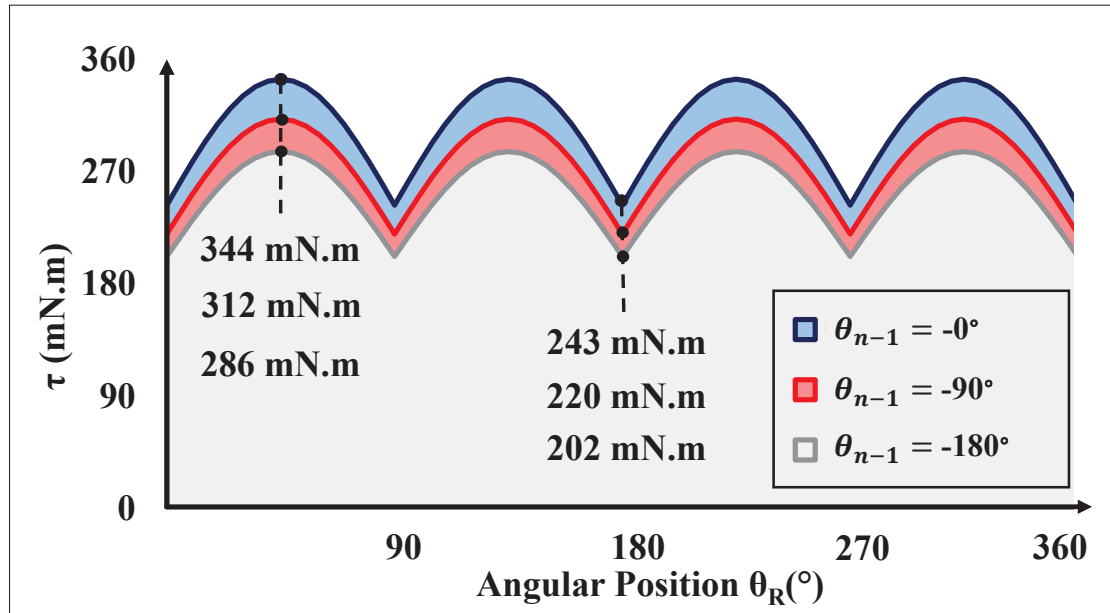


Figure 2.8 Enveloppe de couple du PPM lorsque $\theta_R = \theta_{eq} + 90^\circ$ en fonction des positions possibles θ_R pour différentes positions de pré-magnétisation θ_{n-1} . Les courbes sont établies à partir des approximations sinusoïdales et des mesures des valeurs minimales et maximales réalisées avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne

2.4 Résultats et performance de la pince

Dans cette section, nous présentons les caractéristiques de la pince PPM qui démontrent la pertinence de cet actionneur pour des applications où la performance et la sécurité sont toutes deux essentielles.

2.4.1 Force de préhension adaptable

L'une des principales caractéristiques de la pince PPM est sa capacité à produire aussi bien de fortes forces de préhension que de faibles forces. Si de fortes forces de préhension sont importantes pour les capacités de charge, la possibilité d'appliquer une force légère est essentielle pour la manipulation d'objets fragiles ou déformables. La plupart des pinces industrielles à deux doigts utilisant des actionneurs EM peinent à appliquer de faibles forces (< 10 N). En effet, leur transmission et les frottements internes introduisent des non-linéarités qui rendent le contrôle difficile à bas couple lorsqu'il est basé uniquement sur le courant moteur. En comparaison, une pince équipée de l'actionneur PPM peut générer des forces aussi faibles que 1–2 N. Comme illustré Fig. 2.9, de faibles forces au niveau des doigts sont obtenues en réglant les aimants permanents du stator à un champ magnétique faible.

Comparée aux pinces industrielles, les forces maximales de la pince PPM sont plus faibles, car aucune réduction mécanique n'est utilisée pour augmenter son couple. La Fig. 2.9 montre que la force maximale possible au bout du doigt est de 43 N. Cette valeur n'est atteignable qu'en quatre positions, lorsque les deux arrangements de Halbach sont magnétisés à leur capacité maximale ($B_{i_{max}}$). La force maximale atteignable en toutes positions est de 25 N, telle que déterminée par l'enveloppe de couple. Ces forces peuvent être produites par chaque doigt sur une course de 25 mm, ce qui correspond à un demi-tour du rotor.

2.4.2 Prévention de la perte de prise

La prévention de la perte de prise est assurée grâce à la raideur variable passive du PPM. Un exemple est illustré Fig. 2.10, où une bouteille est soumise à des forces externes simples F_{ext} susceptibles de provoquer une perte de prise.

En définissant la position de contact x_0 à $x_{eq} + 12.5$ mm (ou $\theta_{eq} + 90^\circ$) et en réglant correctement l'amplitude de la force à F_0 , voir Fig. 2.10 (a), les déflexions x_1 et x_2 induites par F_{ext} peuvent être contrôlées. Dans le cas de la Fig. 2.10 (b), si F_1 est suffisamment élevée, les doigts détendraient

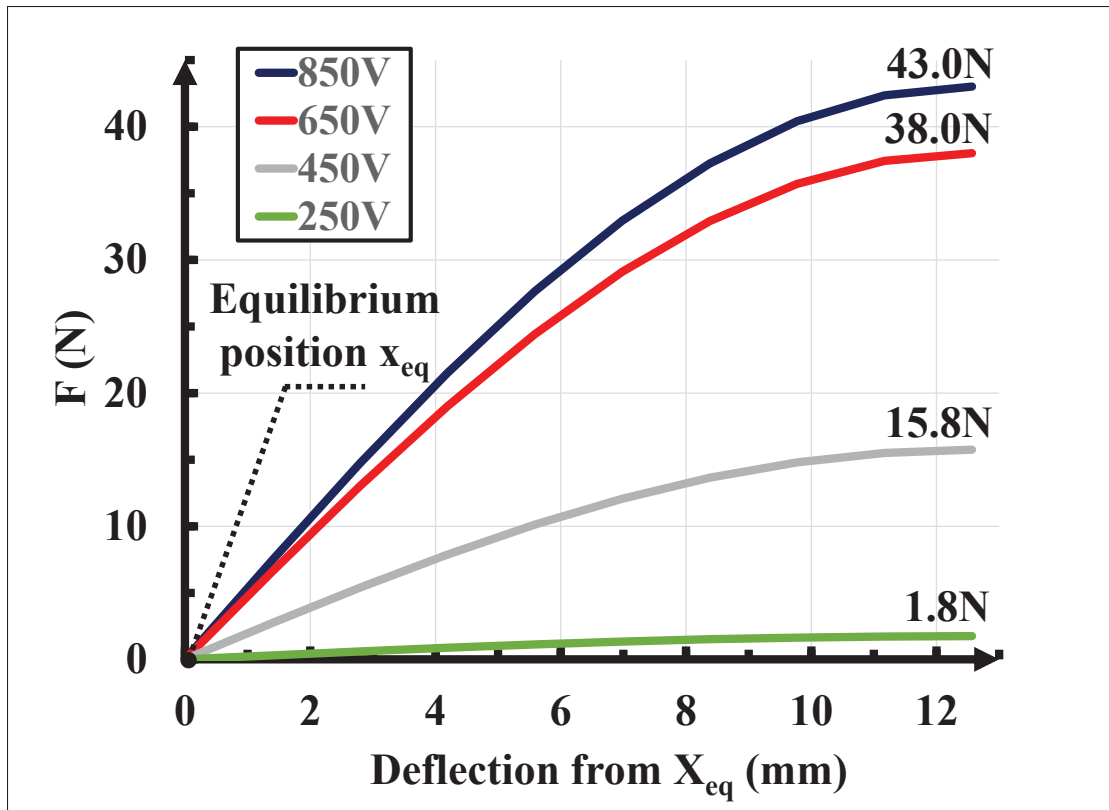


Figure 2.9 Capacités de force de la pince à différentes tensions, illustrant sa variabilité et son amplitude en fonction de la déflexion des doigts par rapport à la position d'équilibre, x_{eq} . Les courbes sont établies à partir des approximations sinusoïdales et des mesures des valeurs maximales obtenues avec un rotor de 3.2 mm de diamètre interne

leur prise pour absorber l'impact tout en maintenant la bouteille. Une fois la perturbation supprimée, les doigts et la force qu'ils appliquent reviendraient à leur état initial (F_0 et x_0).

De manière similaire, dans le cas illustré Fig. 2.10 (c), les doigts se refermeraient passivement lorsque la bouteille est poussée vers le bas sans la lâcher.

Dans chacun de ces cas, où les déflexions de position s'étendent ou se contractent, l'amplitude de variation de force possible autour de x_0 est définie pour être identique. Étant donné que la course totale de la pince est de 50 mm pour une révolution complète du rotor, chaque doigt peut être défléchi de 12.5 mm dans les deux directions autour de la position de contact.

La position de contact ne doit pas nécessairement être fixée à $x_{eq} + 12.5$ mm. Les stators peuvent être magnétisés de façon à ce que la position de contact et la force résultante F_0 soient réglées n'importe où sur la première moitié de la fonction sinusoïdale. Cette capacité de la pince peut être utile pour manipuler certains types d'objets. Par exemple, dans le cas d'objets fragiles en forme de coquille ou d'objets ne supportant aucune compression, en fixant la position de contact à $\theta_{eq} + 120^\circ$, la compression des doigts serait contrée et les forces potentiellement dommageables seraient évitées.

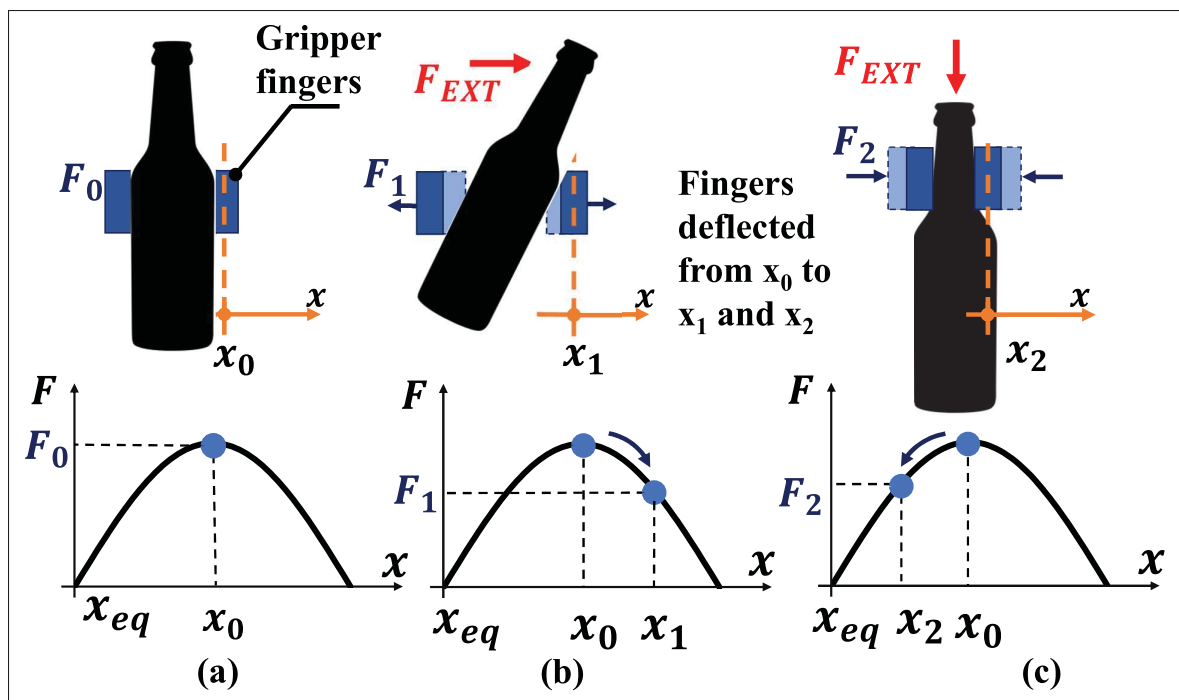


Figure 2.10 (a) Exemple de charge saisie par la pince PPM en réglant la position de contact à x_0 et la force à F_0 . Exemples de cas de perte de prise (b) et (c) induits par F_{ext} , pouvant être évités en tirant parti de la force sinusoïdale (ou raideur variable) fournie par le PPM en fonction de la déflexion des doigts

2.4.3 Maintien de la prise sans énergie

Un autre facteur contribuant à la sécurité de l'objet est la capacité naturelle de la pince PPM à maintenir une prise sans aucune consommation d'énergie. Cette propriété est particulièrement utile dans les applications de préhension où un arrêt d'urgence, provoquant une coupure brutale

d'alimentation, peut entraîner la chute de la charge utile. Dans une telle situation, non seulement l'objet pourrait être endommagé, mais un opérateur humain partageant l'espace de travail pourrait également être blessé. De tels scénarios peuvent être évités avec la pince PPM, qui conserve sa capacité à exercer un couple ainsi que sa compliance passive en cas d'arrêt d'urgence, garantissant ainsi la sécurité de l'opérateur et de l'objet. De plus, grâce à la backdrivabilité de l'actionneur, la charge peut être retirée après l'arrêt d'urgence en forçant simplement l'ouverture des doigts de la pince.

2.4.4 Actionnement rapide

Une autre caractéristique notable est la vitesse d'ouverture et de fermeture de la pince, mesurée à 750 mm/s contre 250 mm/s pour la Hand-E. Toutefois, cette valeur correspond à la vitesse obtenue au niveau du doigt sans prendre en compte le temps de magnétisation. Le temps de magnétisation correspond au temps nécessaire pour charger la banque de condensateurs puis décharger l'énergie stockée. Ce processus définit le temps de réaction minimal de la pince. Le PPM de 60 mm met environ 900 ms pour charger le banc de condensateurs à 850 V et seulement environ 500 μ s pour décharger et magnétiser le stator. Le temps total de magnétisation est donc d'environ 900 ms. Nous pensons néanmoins que ce temps de charge anormal est spécifique au prototype et ne représente pas une limitation technologique.

Par ailleurs, les 750 mm/s résultent d'une seule magnétisation et, puisque seul un arrangements de Halbach peut être magnétisé à un instant donné, les doigts ne peuvent se déplacer que par incréments de 12.5 mm de course. Ainsi, deux magnétisations sont nécessaires pour parcourir la course totale.

2.4.5 Solution à faible consommation

La pince PPM constitue une solution à faible consommation pour les tâches de longue durée, par exemple celles nécessitant une manipulation soignée de charges lourdes ou le transport d'une charge sur de longues distances avec des robots mobiles montés sur des bras robotiques.

Cet avantage provient du fait que la consommation énergétique totale du PPM est directement liée au nombre de magnétisations, ou impulsions de courant N_t , utilisées durant la tâche de préhension. Chaque magnétisation consommant E_c joules d'énergie, la consommation totale sur la durée t_{task} de la tâche est donnée par :

$$P_{task} = \frac{N_t E_c}{t_{task}}, \quad E_c = \frac{1}{2} C V_c^2 \quad (2.5)$$

En optimisant la force de préhension et le nombre d'impulsions nécessaires, la consommation énergétique du PPM sur des tâches longues peut être minimisée. Dans les robots mobiles alimentés par batterie, cet actionneur pourrait réduire la consommation totale et augmenter l'autonomie. Les robots pourraient alors fonctionner plus longtemps.

2.4.6 Détection de force

L'utilisation d'un capteur de position avec le PPM permet de mesurer les déflexions des doigts de la pince caractéristiques de pertes de prise dues à des collisions ou à une force de préhension insuffisante. En théorie, la force appliquée par le doigt peut être estimée en mesurant la position du rotor et en connaissant l'état magnétique du stator $B_{i_{n-1}}$. Ce dernier point est difficile à déterminer avec précision en raison de la relation non linéaire entre le couple et $B_{i_{n-1}}$, comme décrit section 2.3. À ce stade, ces relations ne sont pas encore établies. Néanmoins, les pertes de prise et les événements dangereux peuvent toujours être détectés via la mesure de position.

2.5 Conclusion

Nous démontrons dans cette partie que l'actionneur PPM constitue une solution d'actionnement adaptée à la conception de pinces sûres pour les interactions homme–robot. **Contrairement aux PPM existants, nous avons conçu un actionneur dont le circuit de magnétisation, la géométrie de l'arrangement de Halbach et celle du rotor ont été entièrement redéfinis, permettant d'obtenir plus de 70% de force et de couple supplémentaires tout en conservant une architecture compacte et aisément intégrable.**

La pince obtenue est capable d'exercer une force maximale de 43 N pour une charge utile correspondante de 1 kg et peut atteindre de faibles forces de 1–2 N. Comparativement aux pinces utilisées couramment dans l'industrie et équipées d'actionneurs électromagnétiques, la pince PPM présente plusieurs avantages majeurs : elle offre une force de préhension adaptable, une raideur variable passive, des fonctionnalités de détection, un actionnement rapide ainsi qu'une bonne efficacité énergétique. Ces caractéristiques permettent de mettre en place des mesures préventives grâce à la force de préhension adaptable et à la raideur variable passive, en garantissant une prise stable. De plus, grâce à la backdrivabilité, à l'actionnement rapide et aux capacités de détection, des mesures réactives sont également possibles, par exemple en cas de collision ou de perte de prise lors de la manipulation d'un objet.

CHAPITRE 3

MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION ET APPLICATION POUR LES CIRCUITS COMPACTS DE MAGNÉTISATION PAR IMPULSION EN ROBOTIQUE

3.1 Introduction

Les avancées récentes en robotique ont mis en évidence le besoin d'actionneurs capables de produire un couple élevé et compliant dans un format compact (Seok *et al.* (2013); Urata *et al.* (2008b); Urata, Nakanishi, Okada & Inaba (2010b)). L'une des solutions proposées est l'utilisation de circuits d'aimants permanents passifs pour la compensation de la gravité (Boisclair *et al.* (2016)) ou pour des actionneurs passifs à raideur variable (Guglielmino, Hanzl, Hanzlová & Caldwell (2013), Memar & Esfahani (2019b)). De tels assemblages magnétiques sont statiques par nature. Cependant, en ajoutant de petites bobines enroulées autour des aimants et en envoyant une impulsion de courant élevée, il est possible de moduler ou même d'inverser la magnétisation de ces aimants (Knaian (2010b); Gilpin, Knaian & Rus (2010)). La magnétisation active de ces circuits magnétiques est avantageuse en raison de la polyvalence accrue exigée des robots pour accomplir une grande variété de tâches.

Une application proposée récemment est la conception d'un système de maintien de charge utile pour drones (Higashi, Akahori, Masuda & Takeuchi (2016), Ochoa-Cardenas & Dodd (2015)). Dans ce cas, la compacité et la faible masse sont prioritaires, et le système de maintien n'a que deux états : activé et désactivé. Une autre application proposée est un actionneur magnétique pulsé pour préhenseur robotique (Ulagaozhian & Duchaine (2022)). Un tel actionneur offre des propriétés intéressantes telles que la backdrivabilité et le maintien de couple sans énergie (Chossat *et al.* (2018)). Comme la variabilité de la force de préhension est essentielle pour la pince, la modulation du champ magnétique est prioritaire par rapport à la masse et à la compacité. Il en résulte une pince dont une part significative de la masse provient du circuit de magnétisation. Un défi majeur dans ces deux applications est la conception des circuits de magnétisation par courant pulsé. Comme le démontrent ces deux exemples, la conception de ces

circuits doit être adaptée pour répondre aux exigences de forme et de magnétisation propres à chaque application.

Les systèmes de magnétisation pulsée et les dispositifs de magnétisation conventionnels (Jewell (1999)) sont conçus pour l'uniformité et la précision du champ plutôt que pour la compacité (Knaian (2010b), SCHUNK SE Co. KG (2025)).

Les circuits de magnétisation pulsée sont constitués de trois éléments : un banc de condensateurs, un élément de commutation et un fil enroulé autour de l'aimant. En fonctionnement typique, le banc de condensateurs est chargé à haute tension puis déchargé rapidement, créant un courant important à travers l'élément de commutation et la bobine. Miniaturiser ces composants essentiels tout en conservant leur capacité à supporter des tensions et des courants élevés est une tâche non triviale.

De plus, il n'existe pas de cadre théorique ni de lignes directrices pour déterminer de manière globale les valeurs optimales de chacun de ces composants.

La première partie de ce chapitre propose un cadre théorique permettant d'analyser les circuits électriques à courant pulsé destinés à la magnétisation d'aimants permanents. La deuxième partie contraint ce cadre en fonction des technologies actuellement disponibles. Enfin, nous appliquons le cadre proposé à un cas réel et montrons comment les paramètres du circuit sont déterminés. À notre connaissance, il s'agit du premier travail abondant et théorisant la conception de circuits de magnétisation pulsée compacts.

Nous montrons que : (1) maximiser le facteur de remplissage des bobines améliore le rendement ; (2) le diamètre du fil et le nombre de tours sont secondaires par rapport au choix de la tension et de la capacité du condensateur ; (3) minimiser le facteur d'amortissement est essentiel pour les performances, bien qu'il soit pratiquement limité à des valeurs proches de un dans les circuits bidirectionnels ; et (4) les technologies de condensateurs et d'interrupteur commandé, ainsi que la topologie de commutation, ont un impact significatif sur la miniaturisation et sur l'efficacité globale du circuit.

3.2 Étude analytique du problème

3.2.1 Définition du problème

Le cadre analytique présenté ici s'applique aux circuits de magnétisation par impulsion avec décharge capacitive, dans lesquels une bobine enroulée autour d'un aimant génère un champ magnétique en réponse à une impulsion de courant provenant de l'énergie stockée dans une banque de condensateurs. Un circuit de magnétisation est constitué de deux parties : un circuit de charge des condensateurs et un circuit de décharge par impulsion de courant.

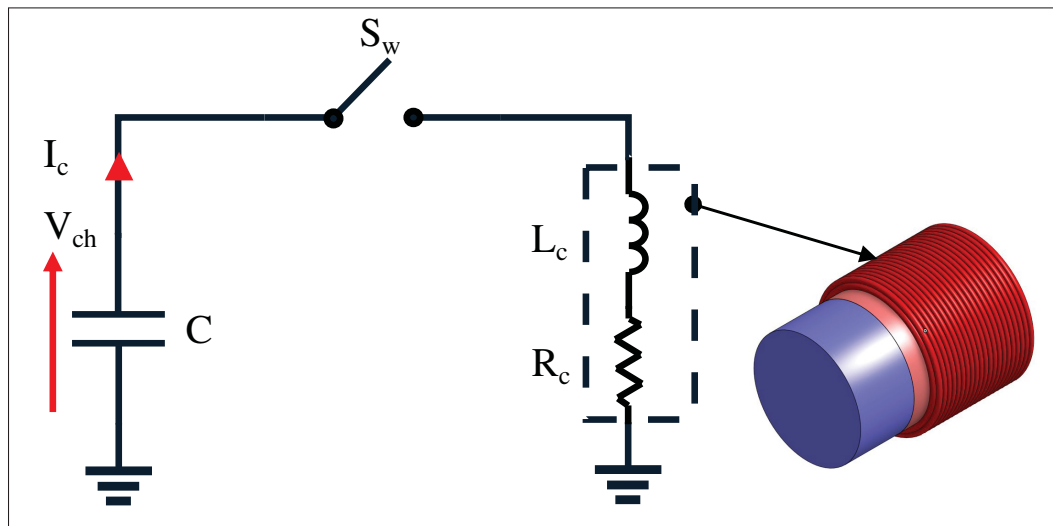


Figure 3.1 Le circuit de décharge par impulsion de courant

3.2.2 Le circuit de décharge par impulsion de courant

Le circuit de décharge par impulsion de courant (ICDC) est composé d'une banque de condensateurs, d'interrupteurs commandés, et de bobines utilisées pour magnétiser les aimants. Lors de la décharge de la banque de condensateurs, le circuit de charge est déconnecté et la banque de condensateurs se décharge à travers la bobine de magnétisation. Un ensemble de commutateurs unidirectionnels ou bidirectionnels est utilisé pour séparer les deux circuits.

L'ICDC doit être intégré à proximité des aimants et doit donc être compact et léger. Par conséquent, la majorité de la complexité de conception réside dans le circuit de décharge par impulsion de courant, c'est pourquoi cet thèse se concentre uniquement sur cette partie du design. La décharge de la banque de condensateurs est déclenchée lorsque l'interrupteur électronique S_w se ferme. À ce moment, les condensateurs sont connectés en série avec la bobine de l'aimant. Le circuit de décharge par impulsion de courant est constitué d'une banque de condensateurs de capacité C , chargée à une tension V_{ch} , produisant une impulsion de courant I_p à travers une bobine d'inductance L_c et de résistance R_c . Le circuit simplifié est un circuit RLC classique, comme montré Fig. 3.1.

Lorsque le courant traverse les bobines, il produit un champ magnétique appliqué H . La coercivité intrinsèque H_{ci} et la rémanence B_r de l'aimant déterminent le champ magnétique pic H_p nécessaire pour atteindre la magnétisation complète de l'aimant.

3.2.3 Paramètres de dimensionnement

Comme indiqué dans la définition du problème, un défi central dans la conception d'un circuit de magnétisation réside dans le fait que ses paramètres électriques sont intrinsèquement interdépendants. Notre approche pour comprendre leurs relations est formulée d'un point de vue conception, dans lequel la détermination du nombre de tours et du diamètre de la bobine constitue l'objectif de conception principal. En établissant comment les paramètres du circuit se mettent à l'échelle avec le nombre de tours, nous montrons comment les modifications apportées à la bobine se propagent au reste du circuit.

3.2.3.1 Lois d'échelle régissant la résistance de la bobine

Un fil peut être enroulé autour d'un aimant pour un nombre de tours N . Sous des contraintes de volume fixé, le diamètre du fil d_x diminue lorsque N augmente, tel que :

$$N \propto \frac{1}{\sqrt{d_x}} \quad (3.1)$$

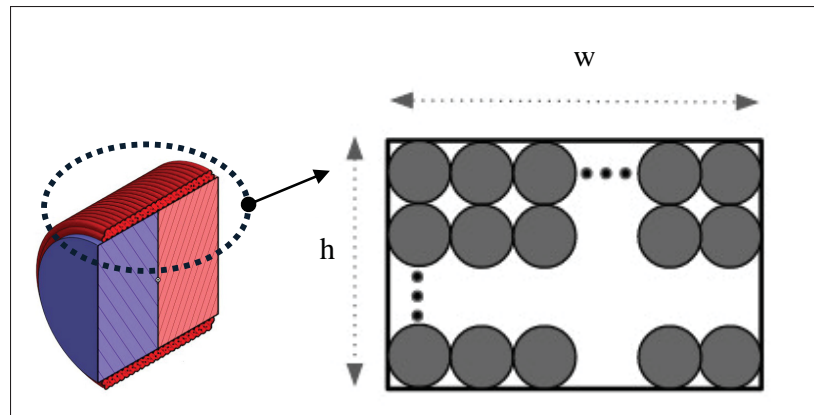


Figure 3.2 Paramètres de mise à l'échelle des bobines

Cela entraîne une augmentation linéaire de la longueur du fil et une diminution proportionnelle de la section du fil, ce qui conduit à une résistance totale qui varie au carré du nombre de tours :

$$R_x \propto N^2 \quad (3.2)$$

Par conséquent, augmenter le nombre de tours d'un facteur x provoque une augmentation de la résistance de la bobine R_x d'un facteur x^2 (Bowtell & Robyr (1998)) :

$$R_x = x^2 R \quad (3.3)$$

3.2.3.2 Lois d'échelle régissant l'inductance de la bobine

L'inductance d'une bobine ne peut pas être déterminée par une formule unique et généralisée, car elle dépend de la géométrie de la bobine, du nombre de couches et des propriétés magnétiques du noyau, ce qui nécessite une dérivation non triviale à partir des équations de Maxwell. Bien que le calcul exact soit complexe, son comportement fondamental est simple : en supposant que la géométrie reste inchangée, l'inductance varie proportionnellement au carré du nombre de tours :

$$L \propto N^2 \quad (3.4)$$

3.2.3.3 Lois d'échelle régissant la capacitance des condensateurs de décharge

La capacité de la banque de condensateurs est déterminée à partir du facteur d'amortissement du circuit RLC décrit Fig. 3.1.

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad C = 4L \left(\frac{\zeta}{R} \right)^2 \quad (3.5)$$

En supposant que le facteur d'amortissement ζ reste constant lors de l'analyse de mise à l'échelle du circuit, et en utilisant les lois (3.2) et (3.4), la variation de la capacité est donnée par :

$$C \propto \frac{1}{N^2} \quad (3.6)$$

3.2.3.4 Lois d'échelle régissant le courant maximal lors de l'impulsion

La loi de mise à l'échelle de la valeur pic de l'impulsion de courant I_p est dérivée de la relation du champ magnétique produit par la bobine :

$$H_p = NI_p \frac{1}{\sqrt{(l_c^2 + d_c^2)}}, \quad (3.7)$$

où H_p est le champ magnétique pic souhaité au centre de la bobine, et où l_c et d_c sont respectivement la longueur et le diamètre de la bobine. Le champ H étant fortement influencé par la géométrie de la bobine, sa loi de variation peut être exprimée simplement comme :

$$H \propto NI_p \quad (3.8)$$

En supposant H_p constant, représentant un besoin de champ magnétique fixé, on obtient la relation proportionnelle entre le nombre de tours et la valeur pic du courant :

$$I_p \propto \frac{1}{N} \quad (3.9)$$

3.2.3.5 Lois d'échelle régissant la tension maximale du condensateur

La loi de mise à l'échelle de la tension du condensateur V_c est déterminée en résolvant l'équation différentielle pour la valeur pic du courant I_p . Selon le régime du circuit RLC, trois solutions existent :

Solution pour un régime sur-amorti ($\zeta > 1$) :

$$I_p = \frac{V_c}{R} \zeta \left(\frac{\left(\frac{a}{b}\right)^{-\frac{a}{a-b}} - \left(\frac{a}{b}\right)^{-\frac{b}{a-b}}}{\sqrt{\zeta^2 - 1}} \right) \quad (3.10)$$

, où $a = \omega_0(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})$, $b = \omega_0(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Solution pour un régime sous-amorti ($\zeta < 1$) :

$$I_p = \frac{2V_c e^{-\frac{\zeta \arctan(\frac{\sqrt{-\zeta^2+1}}{\zeta})}{\sqrt{-\zeta^2+1}}}}{R \sqrt{\frac{-\zeta^2+1}{\zeta^2} + 1}} \quad (3.11)$$

Solution pour un régime critique ($\zeta = 1$) :

$$I_p = \frac{2V_c e^{-1}}{R} \quad (3.12)$$

Quel que soit le régime (sous-amorti, critique ou sur-amorti), I_p est donné par la relation suivante :

$$I_p \propto \frac{V_c}{R} f(\zeta) \quad (3.13)$$

En supposant le facteur d'amortissement constant et en utilisant les équations (3.2) et (3.9), V_c peut s'écrire :

$$V_c \propto N \quad (3.14)$$

Enfin, en utilisant ces lois de mise à l'échelle, nous pouvons déterminer comment l'énergie stockée $E_p = \frac{1}{2}CV^2$ dans la banque de condensateurs varie proportionnellement avec le nombre de tours N de la bobine :

$$E_p \propto \frac{1}{N^2} \cdot N^2 \propto 1 \quad (3.15)$$

Comme E_p semble constant, nous avons également étudié les lois de mise à l'échelle de la durée d'impulsion T_p , c'est-à-dire le temps nécessaire à l'impulsion de courant pour retomber à 0, ainsi que la puissance dissipée dans la bobine P_r . De manière similaire à E_c , elles sont également constantes :

$$T_p \propto f(\zeta) \propto 1 \quad (3.16)$$

$$P_r \propto RI^2 \propto N^2 \left(\frac{1}{N}\right)^2 \propto 1 \quad (3.17)$$

3.2.4 Interprétation et observations

3.2.4.1 Énergie constante lorsque le facteur d'amortissement est constant

L'établissement de ces lois de mise à l'échelle montre que, quel que soit le nombre de tours dans la bobine, l'énergie nécessaire pour produire une intensité de champ magnétique donnée H_p reste constante, en supposant un volume disponible fixe pour la bobine, un H_p fixé et un facteur d'amortissement ζ constant. De manière similaire, la durée d'impulsion T_p et les pertes conductrices de la bobine P_r restent également constantes tant que le facteur d'amortissement demeure constant. Ainsi, théoriquement, il n'existe aucune combinaison optimale du point de vue des indicateurs de performance de l'application. Dans un espace de bobinage donné, on peut

utiliser n'importe quel diamètre de fil tant que le nombre de tours est maximisé pour remplir l'espace.

3.2.4.2 Énergie en fonction du facteur d'amortissement

Une conséquence de ces lois de mise à l'échelle montre que lorsque le facteur d'amortissement ζ varie, l'énergie stockée dans le condensateur varie également :

$$E_p = \frac{1}{2} \left(2 \frac{H_p}{Nk} \sqrt{L} \frac{\zeta}{f(\zeta)} \right)^2, \quad k = \frac{1}{l_c \sqrt{2}} \quad (3.18)$$

$$E_p \propto f(\zeta) \quad (3.19)$$

Plus un circuit est *amorti*, c'est-à-dire lorsque ζ augmente, plus il nécessite d'énergie pour générer une intensité de champ magnétique suffisante H_p . Cette tendance est illustrée Fig. 3.8.

Les principes clés de conception d'un ICDC sont : (1) minimiser le facteur d'amortissement du système afin de réduire l'énergie requise pour produire un champ magnétique donné, et (2) choisir les valeurs des composants (N, AWG, V et C) afin d'atteindre ce facteur d'amortissement minimal. Comme R, L et C sont interdépendants via le facteur d'amortissement, la bobine (représentée par R et L) et le condensateur peuvent être conçus conjointement, en ajustant l'un par rapport à l'autre selon les besoins d'implantation et les contraintes de conception. Les implications pratiques de ces relations dans le processus de conception et de sélection des composants sont présentées aux sections 3.4 et 3.5.

3.3 Topologies de circuits électroniques pour impulsion de courant

La leçon principale issue de l'analyse précédente est que, pour maximiser le transfert d'énergie entre l'énergie stockée dans la banque de condensateurs et l'intensité du champ magnétique produite par la bobine de magnétisation, il faut concevoir un circuit avec le facteur d'amortissement

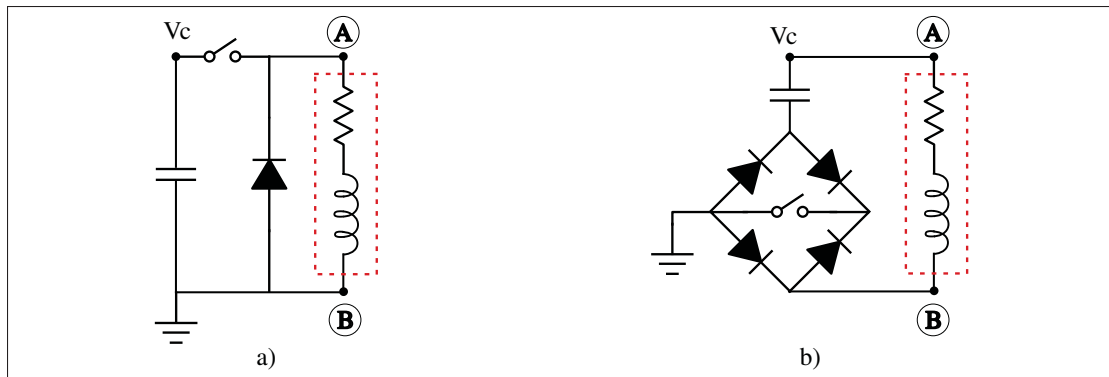
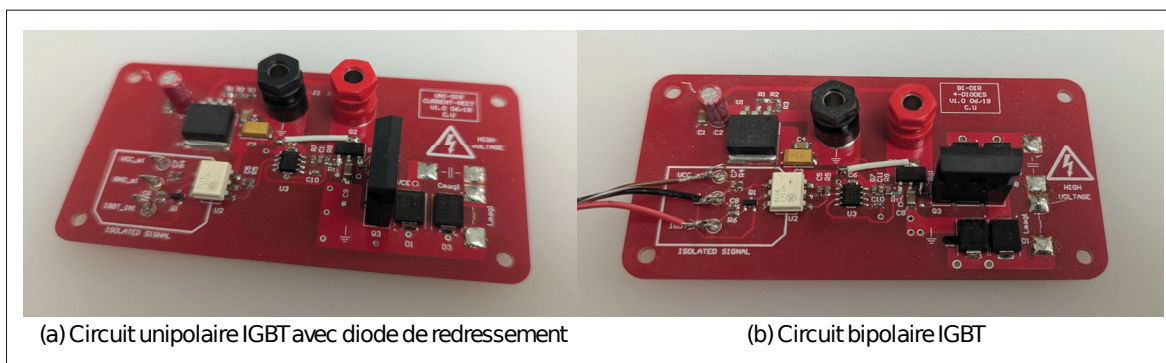


Figure 3.3 Les deux topologies de circuits d'impulsion de courant étudiées. a) La topologie unipolaire pour des réponses transitoires sous-amorties et b) la topologie bipolaire pour des réponses transitoires critiques



(a) Circuit unipolaire IGBT avec diode de redressement

(b) Circuit bipolaire IGBT

Figure 3.4 Circuits de tests réalisés pour évaluer les deux topologies de circuits d'impulsion de courant. a) La topologie unipolaire pour des réponses transitoires sous-amorties et b) la topologie bipolaire pour des réponses transitoires critiques

le plus faible possible. En d'autres termes, une impulsion de courant plus rapide conduit à une magnétisation plus efficace.

Cependant, la conception d'un circuit électrique d'impulsion de courant sous-amorti peut être non triviale, puisqu'il doit également gérer le courant inverse. S'il n'est pas traité correctement, ce courant peut non seulement endommager les interrupteurs commandés utilisés dans le circuit, mais aussi magnétiser les aimants dans la direction opposée à la magnétisation souhaitée. Par

conséquent, nous avons étudié trois topologies de circuits d'impulsion de courant, selon la polarité d'impulsion réalisable (unipolaire, bipolaire) et selon la réponse transitoire du circuit (sous-amortie, critique).

Cependant, la conception d'un circuit électrique sous-amorti pour impulsion de courant peut être non triviale, puisqu'il doit également gérer le courant inverse. S'il n'est pas correctement pris en compte, ce courant peut non seulement endommager les interrupteurs commandés utilisés dans le circuit, mais aussi magnétiser les aimants dans la direction opposée à celle souhaitée. Par conséquent, nous avons étudié trois topologies de circuits d'impulsion de courant, selon leur capacité de polarité (unipolaire, bipolaire) et selon leur réponse transitoire (sous-amortie, quasi critique).

3.3.1 Topologie sous-amortie unipolaire d'impulsion de courant

Dans les circuits de magnétisation unipolaires, les courants inverses peuvent être atténués en ajoutant une diode en parallèle des bobines (voir Fig. 3.3a)). La diode redresse le courant négatif en courant positif, au prix d'un allongement de la durée de l'impulsion de courant. Ce circuit permet de maximiser l'efficacité du transfert d'énergie au-delà d'un facteur d'amortissement égal à un et est particulièrement pertinent pour des circuits compacts à fonctionnement on/off.

Rendre cette topologie compatible avec des impulsions de courant bipolaires n'est pas possible. Par exemple, ajouter une diode en parallèle de la bobine durant l'impulsion ne fonctionne pas. Lorsque le courant produit par la décharge circule dans le sens opposé à la polarisation directe de la diode, l'impulsion traverse bien la bobine et produit le champ magnétisant. Mais lorsque le courant circule dans le même sens que la polarisation directe de la diode, il contourne entièrement la bobine et ne produit donc aucun champ magnétisant. En conclusion, cette topologie n'est pas utilisable pour notre application, car le PPM nécessite des impulsions bipolaires.

3.3.2 Topologie sous-amortie bipolaire d'impulsion de courant

Dans les applications nécessitant une magnétisation bipolaire, deux approches sont possibles. Dans la première, une banque de condensateurs unipolaire est chargée, puis l'impulsion de tension positive est dirigée vers les bobines via un pont en H afin de contrôler la polarité de magnétisation. Dans la seconde, les condensateurs bipolaires sont chargés en fonction de la polarité souhaitée et déchargés au travers d'un interrupteur bidirectionnel. Cette deuxième approche est avantageuse pour les conceptions compactes, car le circuit de charge des condensateurs peut être déporté et placé en dehors de la zone contrainte spatialement.

Pour pouvoir redresser les courants inverses dans les deux directions, l'électronique doit intégrer un redressement actif dépendant de la polarité de l'impulsion de courant et synchronisé avec la fréquence d'oscillation du courant. Cela implique un effort de conception électronique non trivial, car la mise en œuvre du circuit est nettement plus complexe que pour un redressement unipolaire. Bien qu'un tel circuit soit théoriquement réalisable, nos exigences de masse et de compacité favorisent la simplicité du design, rendant cette topologie peu satisfaisante.

3.3.3 Topologie bipolaire d'impulsion de courant proche du régime critique

La topologie retenue est présentée Fig. 3.3b). Un seul interrupteur commandé est utilisé pour déclencher l'impulsion, et quatre diodes assurent la circulation du courant quelle que soit la polarité de l'impulsion.

Dans cette topologie, les courants inverses ne sont pas éliminés. Par conséquent, *i*) l'interrupteur doit rester fermé pour éviter toute dégradation durant l'impulsion, et *ii*) le circuit fonctionne de manière optimale dans des conditions proches du régime critique afin d'éviter des courants inverses importants susceptibles de démagnétiser les aimants. Cette topologie est extrêmement compacte et représente un compromis entre performance et compacité, comme illustré Fig. 3.3.

3.4 Description pas-à-pas de la méthodologie de conception

En utilisant les lois de mise à l'échelle présentées dans les sections précédentes, nous proposons ici une démarche permettant de définir chacun des paramètres (R , L , C , N et V_c) du circuit de magnétisation étape par étape.

1. Définir une intensité cible du champ de magnétisation H_p .
2. Définir l'espace disponible pour la bobine, c'est-à-dire sa hauteur h et sa largeur w .
3. Définir le facteur d'amortissement ζ du circuit en fonction de la topologie choisie et des exigences d'impulsion (unipolaire ou bipolaire, voir section 3.3).
4. Calculer toutes les combinaisons possibles du nombre de tours N et du diamètre de fil d permettant de remplir intégralement l'espace disponible. Les diamètres de fil standardisé (AWG), incluant l'épaisseur de l'émail, conduisent à un nombre fini de combinaisons réalisables.
5. Calculer la résistance R de la bobine à partir de N et d .
6. Calculer l'inductance L de la bobine. Les valeurs d'inductance dépendent fortement de la géométrie de la bobine, et des calculateurs tels que Kustarev (2025) fournissent une estimation réaliste.
7. Calculer la capacité C de la banque de condensateurs à l'aide de l'équation (3.5).
8. Calculer la valeur du pic de courant d'impulsion I_p à l'aide de l'équation (3.7). Comme pour l'inductance, la relation définissant H_p dépend de la géométrie de la bobine.
9. Calculer V_c en utilisant l'équation appropriée parmi (3.11), (3.10) ou (3.12).

3.5 Application de conception : l'actionneur à aimants permanents programmables (PPM)

3.5.1 Conception des bobines du PPM

Pour un volume donné autour de l'aimant, l'inductance et la résistance de chaque bobine varient selon le diamètre du fil utilisé. En théorie, comme montré en section 2, cela n'a pas d'impact sur le champ magnétique appliqué maximal produit, puisque le nombre de tours et le courant de pic

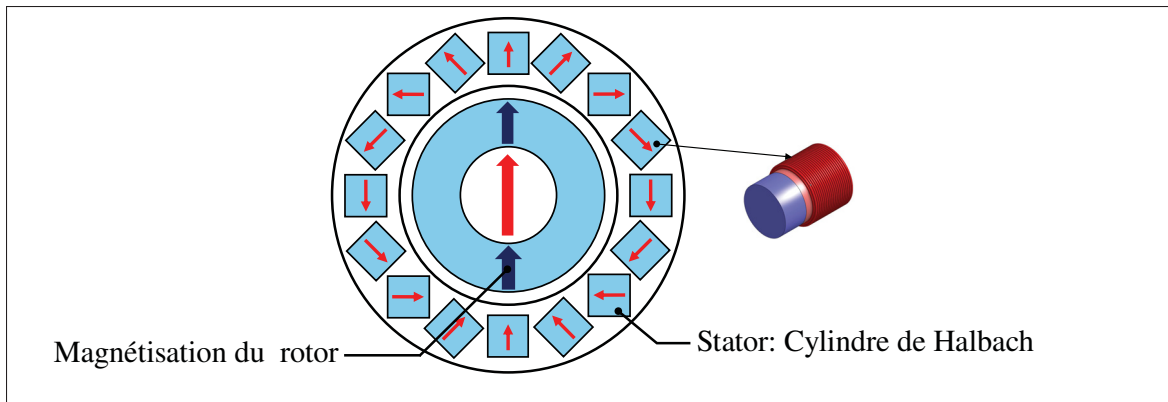


Figure 3.5 Assemblage d'aimants formant la structure de l'actionneur PPM

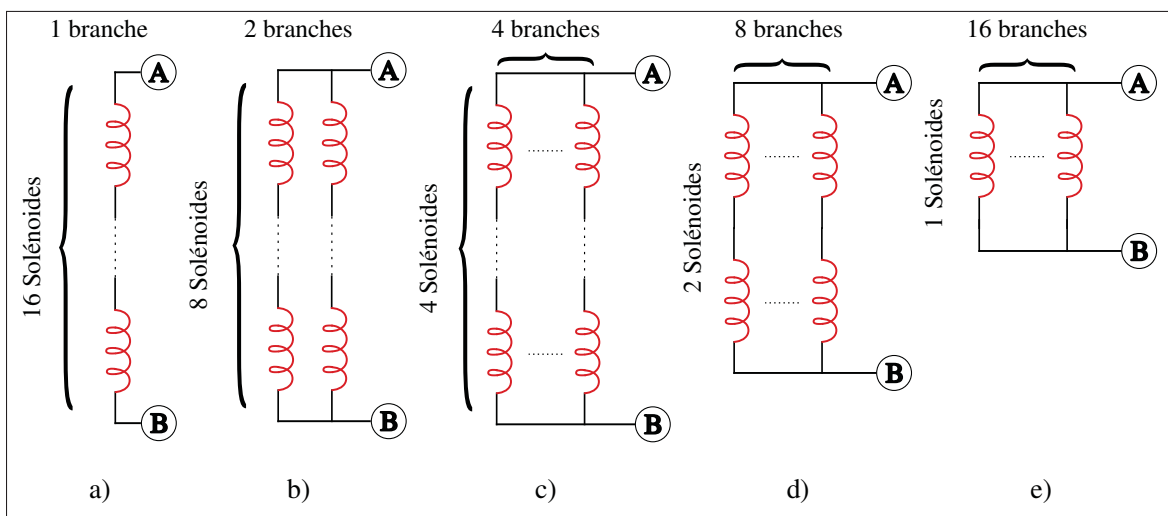


Figure 3.6 Les cinq configurations possibles de routage des bobines du PPM

se compensent mutuellement. En pratique, cependant, faire varier la résistance et l'inductance des bobines est utile, car cela modifie le courant de pic du circuit et la tension maximale requise de la banque de condensateurs.

Nous avons sélectionné cinq fils de différents diamètres pour la fabrication des bobines (AWG24, AWG30, AWG33, AWG36, AWG38). Nous n'avons considéré que ces cinq diamètres car le

Tableau 3.1 Comparaison des caractéristiques théoriques et expérimentales des composants et des valeurs des impulsions de courant associées, mesurées dans l'application PPM. Le champ magnétique appliqué maximal est significativement plus élevé au niveau requis en raison de la tension nominale maximale des condensateurs

	ζ	AWG	N	R_{coil} (Ω)	L_{coil} (μH)	R_{tot} (Ω)	L_{tot} (μH)	C (μF)	V_{max} (V)	I_{max} (A)	H_{max} (kA/m)
Theoretical	0.7	30	44	0.33	9.6	1.32	38.4	43.2	440	245	600
Experimental	0.84	30	34	0.3	7.4	1.2	30.2	59.4	850	480	908.7
Theoretical	1.0	30	44	0.33	9.6	1.32	38.4	88.15	504	245	600

plus grand est limité par l'espace disponible pour la bobine, et le plus petit est limité par leur disponibilité commerciale.

Le bobinage du cylindre de Halbach peut également être modifié en connectant les bobines individuelles de différentes manières. Cinq configurations de routage des bobines existent, comme montré Fig. 3.6. Ce choix modifie de manière significative la résistance et l'inductance du circuit.

Disposer d'une variabilité dans l'impédance de l'enroulement offre un degré de liberté supplémentaire, ce qui facilite la sélection des composants. En changeant à la fois les connexions du bobinage et le diamètre du fil, on obtient 25 configurations de bobinages différentes.

La méthodologie décrite en section 3.4 a d'abord été appliquée à tous les diamètres de fil en supposant un enroulement où toutes les bobines sont câblées en série. À partir de ces simulations, deux solutions ont été identifiées (AWG24 et AWG30). Cependant, chacune de ces solutions imposait un courant ou une tension proches des limites spécifiées.

En appliquant la même méthodologie à tous les diamètres de fil mais en supposant un enroulement constitué de deux branches parallèles de huit bobines en série, une solution satisfaisante a été trouvée avec un fil AWG30, dans laquelle les exigences en courant et en tension étaient respectées et même dotées d'une marge de sécurité importante (voir tab. 3.1).

3.5.2 Simulation de l'impulsion de courant en fonction de la tension des condensateurs

Les valeurs du circuit présentées dans le tableau 3.1 sont déterminées en suivant la méthodologie décrit dans la section 3.4 :

1. H_d est fixé à 600 kA/m. Cette valeur minimale est choisie afin de comparer les performances du circuit avec les travaux antérieurs (Chossat *et al.* (2018)).
2. L'espace disponible pour la bobine est défini en fixant $h = 0.5$ mm et $w = 6.35$ mm.
3. Nous avons calculé les valeurs du circuit pour trois facteurs d'amortissement : 0.7, 1 et 1.2.
4. Le nombre de tours N peut être calculé avec différentes relations. Nous l'avons déterminé à l'aide de la relation suivante :

$$N = \lfloor \frac{w}{d_{ins}} \rfloor \lceil \frac{h}{d_{ins}} \rceil \quad (3.20)$$

où d_{ins} est le diamètre du fil incluant son email.

5. La résistance R de la bobine est déterminée en estimant la longueur de fil et en utilisant la résistance linéique fournie pour chaque diamètre de fil (Wikipedia contributors (2025)).
6. L'inductance L de la bobine est déterminée spécifiquement à partir des dimensions de la bobine, en utilisant la version bureau du calculateur en ligne pour l'inductance des bobines à couches multiples (Kustarev (2025)).
7. La capacité C est calculée pour les trois valeurs du facteur d'amortissement à l'aide de l'équation (3.5).
8. Le courant de pic de l'impulsion I_p est calculé à l'aide de l'équation (3.7).
9. La tension V_c est déterminée par simulation du circuit avec Ltspice (V17.1.8).

Les résultats de simulation et les résultats expérimentaux sont en bon accord (voir Fig. 3.7). Un écart relatif plus important aux faibles tensions s'explique par la précision plus faible des mesures de R , de L et du courant. Une sonde de courant Rogowski (Powertek CWT 6B, sensibilité 5 mV/A) est utilisée conjointement avec une sonde haute tension différentielle (CT4447-1), et les mesures sont réalisées avec un oscilloscope (TDS 1002B, Tektronix). Une source haute tension (HPp 20 407, Iseg) est utilisée pour charger la banque de condensateurs.

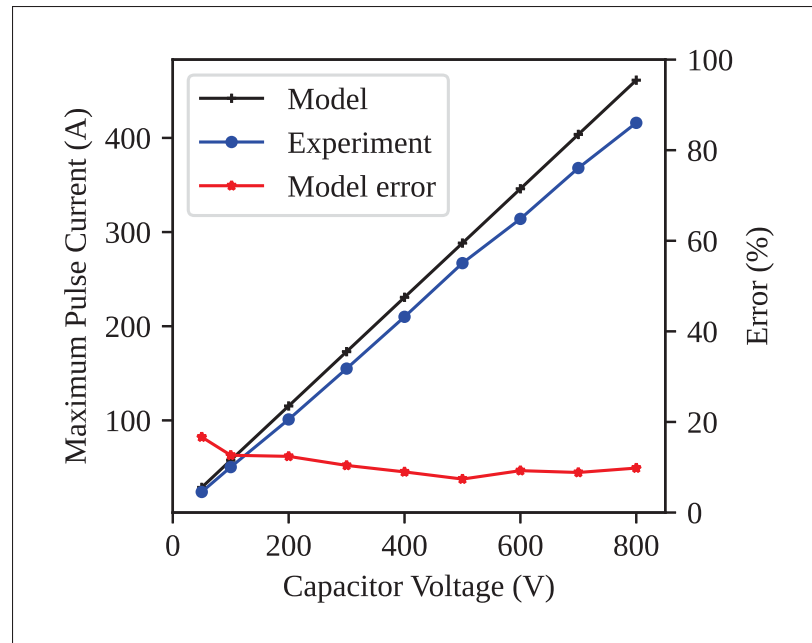


Figure 3.7 Courants simulés vs courants mesurés dans les enroulements du PPM

3.5.3 Caractéristiques nominales et choix des composants du circuit d'impulsion

3.5.3.1 Technologies de condensateurs

Dans les circuits de magnétisation par impulsion de courant, la technologie de condensateur est principalement choisie selon trois critères : la valeur de capacité, la tension et la densité d'énergie. Une tension plus élevée conduit généralement à des condensateurs plus volumineux et à des capacités plus faibles, car la couche diélectrique doit être épaissie. Les condensateurs céramiques offrent une grande compacité, mais leur diélectrique fragile les rend sensibles à la rupture lors de décharges à fort courant, et les variantes à forte capacité et haute tension sont rares. Les condensateurs électrolytiques en aluminium offrent de fortes capacités et des tensions nominales allant jusqu'à environ 500 V dans des boîtiers relativement compacts, mais leur polarité impose un circuit additionnel pour permettre la magnétisation bipolaire. Les condensateurs à film polypropylène (PP), en revanche, combinent une excellente tenue en tension, une grande robustesse face aux décharges impulsionnelles, une capacité élevée en

courant instantané et disposent d'une capacité d'« auto-réparation » en cas de surtension. Cela en fait le choix le plus adapté pour les systèmes de magnétisation de petite taille, malgré leur volume et leur masse plus élevés. Ces condensateurs sont généralement spécifiés jusqu'à environ 800 V, mais sont capables de supporter des surtensions de 1,3 à 1,5 fois leur tension nominale (soit environ 1040 V à 1200 V) en fonctionnement pulsé.

3.5.3.2 Technologies d'interrupteurs

Le choix de la technologie d'interrupteur commandé repose sur un compromis entre l'encombrement du boîtier, le nombre de composants additionnels, et les valeurs maximales de tension et de courant d'impulsion admissibles. Les MOSFETs existent en de nombreux boîtiers, nécessitent peu de composants de commande et peuvent atteindre des tensions nominales allant jusqu'à 1600 V. Cependant, leur capacité en courant d'impulsion reste limitée à moins de 100 A pour les boîtiers les plus compacts. Les thyristors SCR offrent des boîtiers compacts et de fortes valeurs en courant et tension. Toutefois, contrairement aux interrupteurs commandés par tension comme les MOSFETs ou les IGBTs, ils sont commandés en courant, ce qui peut entraîner un fonctionnement moins fiable et des décharges non désirées. Les IGBTs conviennent particulièrement aux applications de circuits de décharge par impulsion de courant (ICDC), car ils présentent de fortes capacités de tension et de courant d'impulsion, tout en étant commandés en tension et disponibles dans des boîtiers compacts. Cette technologie a été retenue pour le PPM et permet au circuit de magnétisation de produire jusqu'à 480 A / 950 V.

3.5.3.3 Sélection des composants

Comme montré dans les sections précédentes, plusieurs combinaisons de valeurs de paramètres du circuit sont équivalentes en termes d'énergie utilisée. Comme illustré Fig. 3.8, le facteur d'amortissement doit être minimisé, mais en pratique il sera proche de un pour limiter les courants inverses. Sur cette base, et en utilisant notre méthodologie de conception, nous pouvons calculer l'ensemble des solutions correspondant à un facteur d'amortissement $\zeta \in \{0.7, 1.0, 1.2\}$, aux cinq diamètres de fil (AWG24, AWG30, AWG33, AWG36, AWG38), aux deux configurations

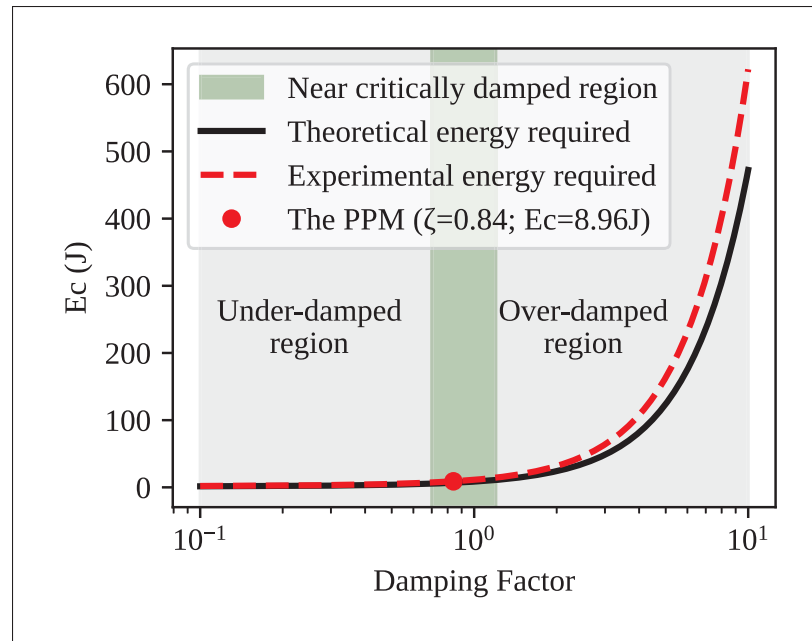


Figure 3.8 Pour une aimantation donnée, l'énergie à stocker dans les condensateurs diminue à mesure que le facteur d'amortissement décroît. Puisque les régimes sous-amortis introduisent également le problème des courants inverses, un compromis est atteint en opérant au voisinage du régime critique, indiqué ici en vert ($0.7 < \zeta < 1.2$)

d'enroulement étudiées (Fig. 3.3a) et Fig. 3.3b)), et sous la contrainte $H_p = 600$ kA/m. Les solutions satisfaisant ces critères peuvent être représentées comme une surface (voir Fig. 3.9). Certaines nécessitant des composants de valeurs irréalistes, nous avons restreint cette surface aux solutions vérifiant $V_c < 900$ V et $I_p < 500$ A (voir Fig. 3.9, zone en vert).

Cette région verte représente l'ensemble des solutions réalistes au regard des composants disponibles et des contraintes de notre application. La solution retenue (voir Tab. 3.1) appartient clairement à cette zone de solutions réalisables et a été choisie de manière à conserver une marge de sécurité significative sur les valeurs de V_c et I_p .

Enfin, les composants sélectionnés pour la conception de l'actionneur sont : (1) interrupteurs IGBT : IXYK120N120C3, (2) banque de condensateurs : deux MKP1848C61080JK2 (20 μ F) et un C4AQIBW5400A3OJ (39.4 μ F).

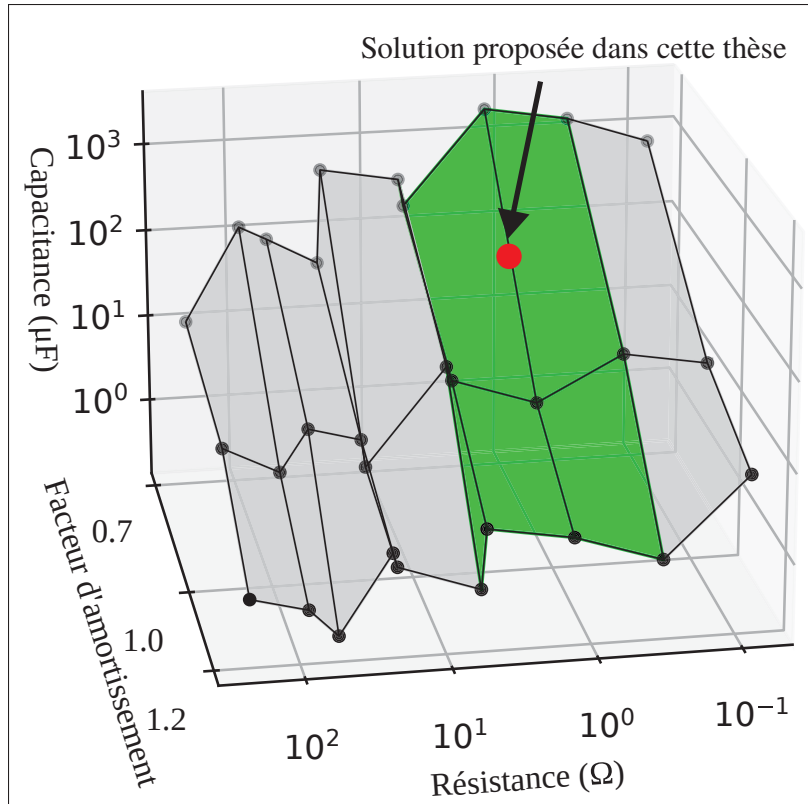


Figure 3.9 Valeurs simulées des bobines et condensateurs pour $H_p = 600 \text{ kA} \cdot \text{m}^{-1}$. Les surfaces représentent deux configurations de bobinage : 16 bobines en série et deux ensembles de 8 bobines en série. La zone en vert correspond aux solutions respectant les contraintes suivantes : tension du condensateur $< 950 \text{ V}$ et courant de crête $< 480 \text{ A}$

La figure 3.10 présente le circuit de magnétisation compact résultant de ces analyses, intégré à la pince présentée au chapitre 2.

3.6 Conclusion

Les travaux présentés dans ce chapitre ont été motivé par la nécessité de créer un circuit compact de décharge par impulsion de courant dans une application robotique. Concevoir un tel circuit est non trivial, car il nécessite des composants capables de supporter simultanément de forts courants, de hautes tensions et un faible encombrement. Ces exigences sont contradictoires et inévitables lorsque l'on vise une conception compacte des circuits magnétique et électrique.

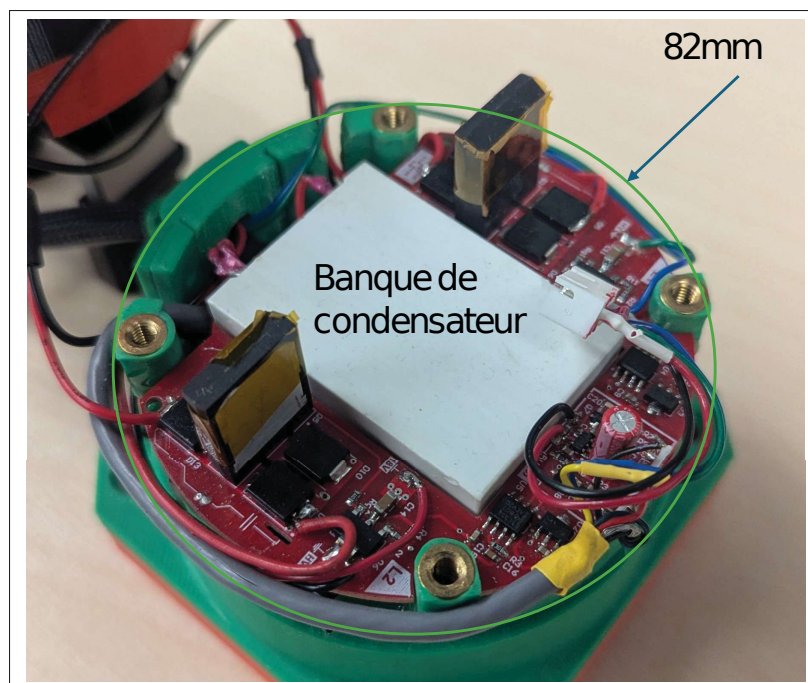


Figure 3.10 Circuit de magnétisation compact conçu pour être intégré dans la pince Hand-E de Robotiq Inc.

Dans ce chapitre, nous avons proposé un cadre théorique permettant de concevoir un circuit de magnétisation par impulsion de courant compact.

L'une des leçons de ce cadre est que, théoriquement, pour un volume donné autour d'un aimant, le nombre de tours et le diamètre du fil ont peu d'importance quant au champ magnétique maximal généré. Cependant, nous montrons que le choix du fil et la configuration de bobinage influencent la résistance et l'inductance du circuit, ce qui détermine à son tour le courant de pic et la tension maximale de la banque de condensateurs. En simulant différentes configurations d'enroulement et en excluant les régions où les courants de pic ou les tensions de charge seraient excessifs, nous pouvons identifier une région de faisabilité basée sur les capacités technologiques actuelles. Nous avons utilisé ces résultats pour sélectionner les meilleurs composants pour notre application.

Un point d'amélioration du cadre proposé serait de calculer systématiquement le pic de courant inverse lors du fonctionnement en régime sous-amorti. Dans notre cas, le facteur

d'amortissement correspondant aux paramètres du circuit sélectionné est $\zeta = 0.84$. Bien que le système fonctionne en régime sous-amorti, le courant inverse obtenu n'atteint que -4 A à 850 V, une valeur suffisamment faible pour ne pas affecter la magnétisation. Ainsi, inclure le calcul de la valeur du courant inverse permettrait de mieux (1) évaluer si l'amplitude du courant négatif reste acceptable, c'est-à-dire s'il ne réduit pas le niveau de magnétisation obtenu, et (2) sélectionner correctement les composants du circuit, tels que les diodes et les interrupteurs commandés, capables de supporter de faibles courants négatifs.

Enfin, comparativement aux travaux précédents, l'ensemble des optimisations présentées dans ce chapitre aboutit à un circuit de magnétisation capable de produire un courant presque deux fois plus élevé, passant d'environ 170 A à 480 A, tout en opérant dans une plage de tension plus faible, de 1200 V à 850 V. Ces améliorations sont obtenues sans compromettre la compacité de l'intégration, ce qui constitue un avantage significatif pour les applications robotiques où l'encombrement et la masse sont des contraintes majeures.

CHAPITRE 4

ÉTUDES EXPÉRIMENTALES POUR L'OPTIMISATION DU CIRCUIT MAGNÉTIQUE DE HALBACH

Ce chapitre examine les possibilités d'amélioration du PPM en se concentrant sur son circuit magnétique, un élément déterminant pour ses performances globales. Celui-ci est constitué du stator, formé d'un arrangement de Halbach, et du rotor, composé d'un aimant cylindrique possédant une paire de pôles magnétisé diamétralement. Comprendre la conception de ces deux éléments, afin d'optimiser l'intensité du flux traversant l'entrefer résultant de leur interaction, constitue un levier essentiel pour améliorer la force produite par l'actionneur et réduire l'énergie nécessaire à la magnétisation.

Dans la littérature, les arrangements de Halbach, en particulier sous leur forme cylindrique, sont principalement étudiés dans des configurations passives, généralement continues ou faiblement segmentées. Ces structures sont largement utilisées dans les moteurs BLDC/PMSM pour augmenter le flux dans l'entrefer et de lisser le couple (Miller (1989)) produit. Par ailleurs, les travaux de Boisclair *et al.* (2016) montrent qu'un arrangement de Halbach continu maximise le flux magnétique, tandis que la segmentation de l'arrangement de Halbach réduit la performance magnétique et, ainsi le couple produit.

Par comparaison, le PPM s'écarte de manière significative de ces configurations traditionnelles du à la nécessité d'intégrer des bobines autour de chaque aimant, rendant ainsi la structure programmable :

1. L'arrangement ainsi obtenu présente une segmentation beaucoup plus importante que dans les arrangements de Halbach passifs classiques.
2. L'arrangement de Halbach utilise des aimants cylindriques.

La performance du circuit magnétique étant fortement liée à la géométrie des aimants et de leur agencement, le circuit magnétique du PPM représente une nouvelle variante des arrangements de Halbach. Étant donné cette nature unique et originale du design du PPM, l'étude de ces

comportements spécifiques est indispensable pour concevoir un arrangement de Halbach optimisé pour la programmabilité. Elle constitue ainsi l'un des apports originaux de ce travail.

Dans les sections suivantes, nous étudions :

- L'impact de l'utilisation d'aimants discrets sur la performance d'un arrangement de Halbach ;
- L'impact de l'utilisation d'aimants à B_r élevé ;
- Le dimensionnement de l'aimant du rotor ;
- L'atténuation du courant pic lors de la magnétisation de l'arrangement de Halbach.

4.1 Impact de l'utilisation d'aimants discrets sur la performance d'un arrangement de Halbach

4.1.1 Définition du champ démagnétisant H_d

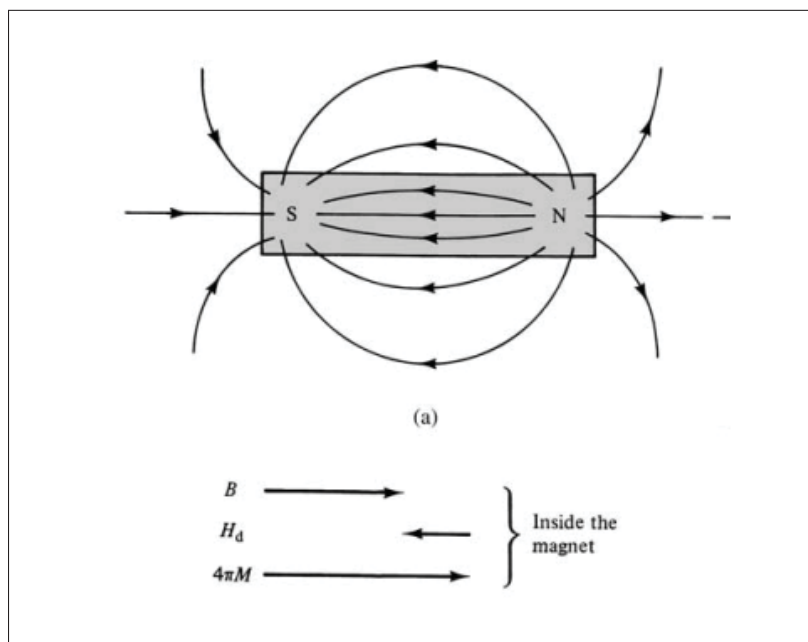


Figure 4.1 Représentation du champ démagnétisant dans un aimant permanent, tirée de (Cullity & Graham (2008))

D'après la littérature, tout aimant permanent génère en son sein un champ magnétique interne appelé *champ démagnétisant* H_d . Celui-ci est orienté dans la direction opposée à la magnétisation

M de l'aimant, comme illustré à la figure 4.1. Cette propriété joue un rôle crucial dans la conception d'un circuit magnétique, car plus le champ démagnétisant est élevé, plus le champ magnétique résultant B est réduit. La relation fondamentale est :

$$B = -\mu_0(H_d + M) \quad (4.1)$$

où $-\mu_0$ est la perméabilité du vide. L'intensité du champ démagnétisant dépend de la géométrie de l'aimant ainsi que de son intensité de magnétisation M :

$$H_d = -N_d M, \quad (4.2)$$

où N_d est un facteur géométrique propre à la forme de l'aimant et à l'axe de magnétisation.

Dans le cas du PPM, l'aimant permanent utilisé est un cylindre magnétisé selon son axe de révolution. Pour un rapport longueur/diamètre $l/d = 1$, comme c'est le cas des aimants du PPM, Jiles (1991) indique une valeur de $N_d = 0.27$. Le facteur de demagnétisation pour d'autres valeurs du rapport géométrique est donné dans le tableau.4.1. Lorsque ce rapport géométrique augmente, N_d diminue ; par exemple, un rapport $l/d = 5$ conduit à $N_d = 0.04$. Il semblerait donc avantageux, dans le cas du PPM, de réduire le diamètre ou d'allonger la longueur des aimants.

Tableau 4.1 Relation entre de ratio geometrique de l'aimant et le facteur de demagnetisation, tirée de (Jiles (1991))

l/d	N_d
20	0.00617
10	0.0172
8	0.020
5	0.040
1	0.27

Cependant, la conception d'un arrangement de Halbach à partir d'aimants cylindriques impose des contraintes géométriques importantes. Pour un diamètre d'actionneur donné, réduire le diamètre des aimants entraîne une diminution du **flux magnétique total** qu'ils peuvent produire, celui-ci

étant directement proportionnel à l'aire du pôle magnétique, c'est-à-dire à la surface de la face du cylindre. Cette réduction du flux se traduit ensuite par un affaiblissement du champ résultant généré par l'arrangement de Halbach. À l'inverse, allonger les aimants tout en conservant un diamètre constant, par exemple 6.35 mm, s'avère également contre-productif : puisque le diamètre global de l'actionneur demeure invariant, l'arrangement de Halbach ne disposerait alors que d'un nombre réduit d'aimants correctement orientés pour canaliser efficacement le flux vers le centre. Ces limitations géométriques rendent ainsi difficile l'optimisation simultanée de la longueur et du diamètre des aimants dans une configuration compacte, et motivent l'examen d'autres aspects intrinsèques aux structures de Halbach.

4.1.2 Impact d'une discontinuité dans un Circuit Magnétique

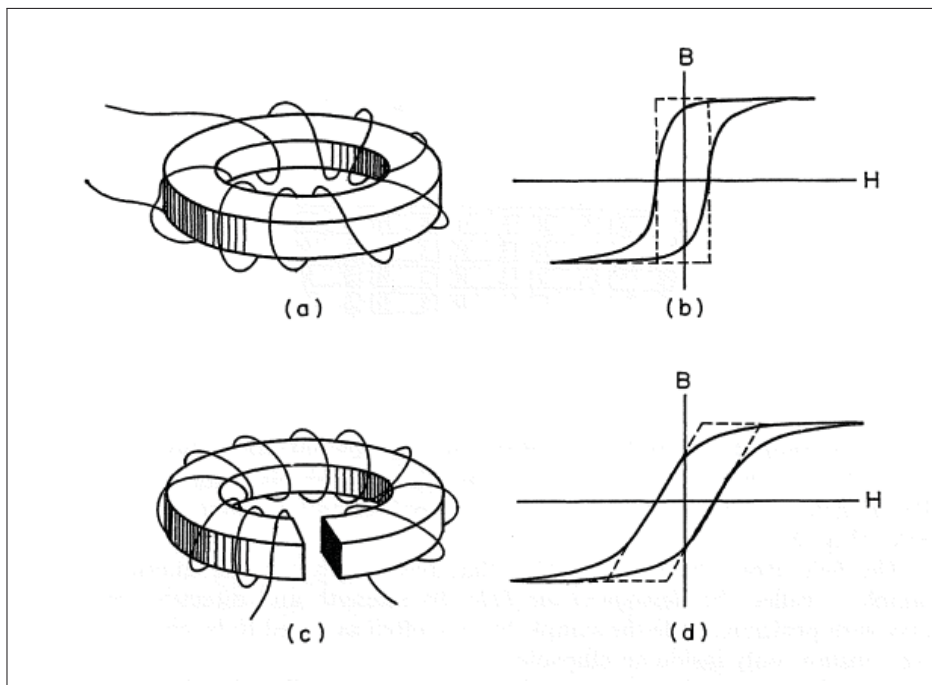


Figure 4.2 Différence de courbe B-H caractéristique de l'impact du champ démagnétisant, tirée de (O'Handley (1999))

Un arrangements de Halbach idéal peut être considéré comme un circuit magnétique fermé, dans lequel le champ est essentiellement confiné. À l'inverse, dans le PPM, l'arrangement de

Halbach est segmenté en douze aimants, formant un circuit ouvert. Dans un circuit fermé, le champ démagnétisant ne s'exprime pas, tandis qu'il apparaît dans un circuit ouvert. Ainsi, selon le degré d'ouverture de l'arrangement de Halbach, il est possible que le champ démagnétisant individuel de chaque aimant s'exprime partiellement. Il devient donc essentiel de quantifier le degré d'ouverture de l'arrangement de Halbach utilisé dans le PPM. Une approche simple consiste à établir expérimentalement la courbe de magnétisation $B-H$. Comme illustré à la figure 4.2, lorsqu'un circuit fermé (Fig. 4.2.a), ou le champ est confiné dans l'anneau magnétique, sa courbe d'hystérésis présente une pente tendant vers une droite verticale (Fig. 4.2.b). Par contraste, la pente de la courbe d'hystérésis (Fig. 4.2.d) devient d'autant plus marquée que le circuit magnétique est ouvert (Fig. 4.2.c). L'influence de la démagnétisation peut donc être quantifiée en établissant la courbe $B-H$ et en analysant la prononciation de cette pente : plus elle est marquée, plus le champ démagnétisant est important dans le circuit magnétique.

4.1.3 Étude expérimentale

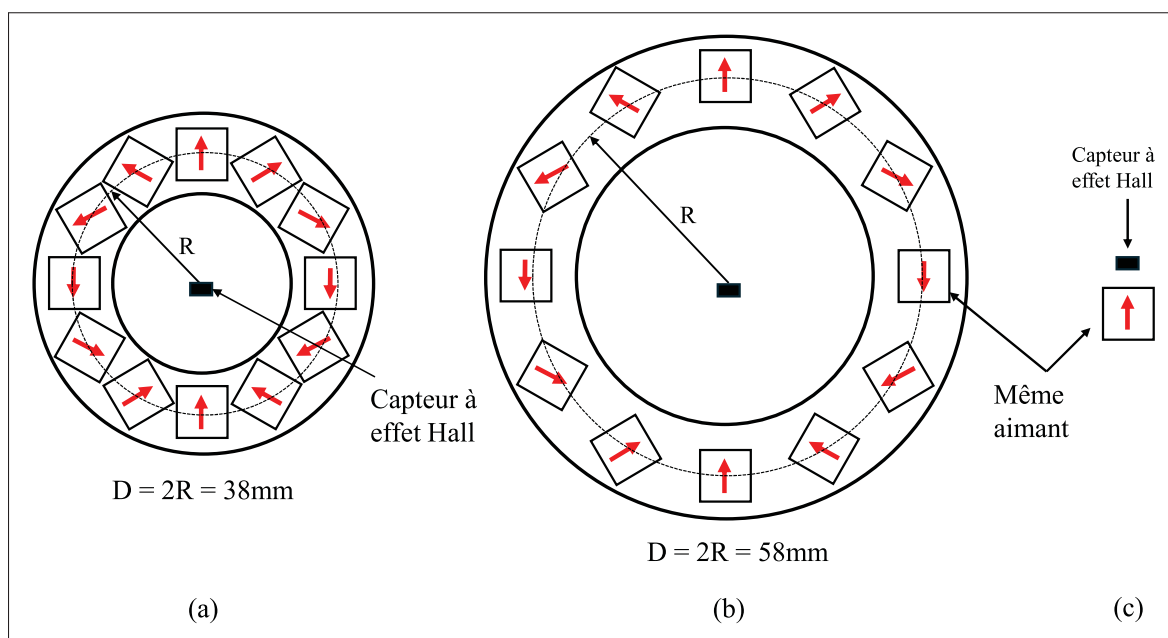


Figure 4.3 Représentation des arrangements de Halbach pour étudier le champ démagnétisant

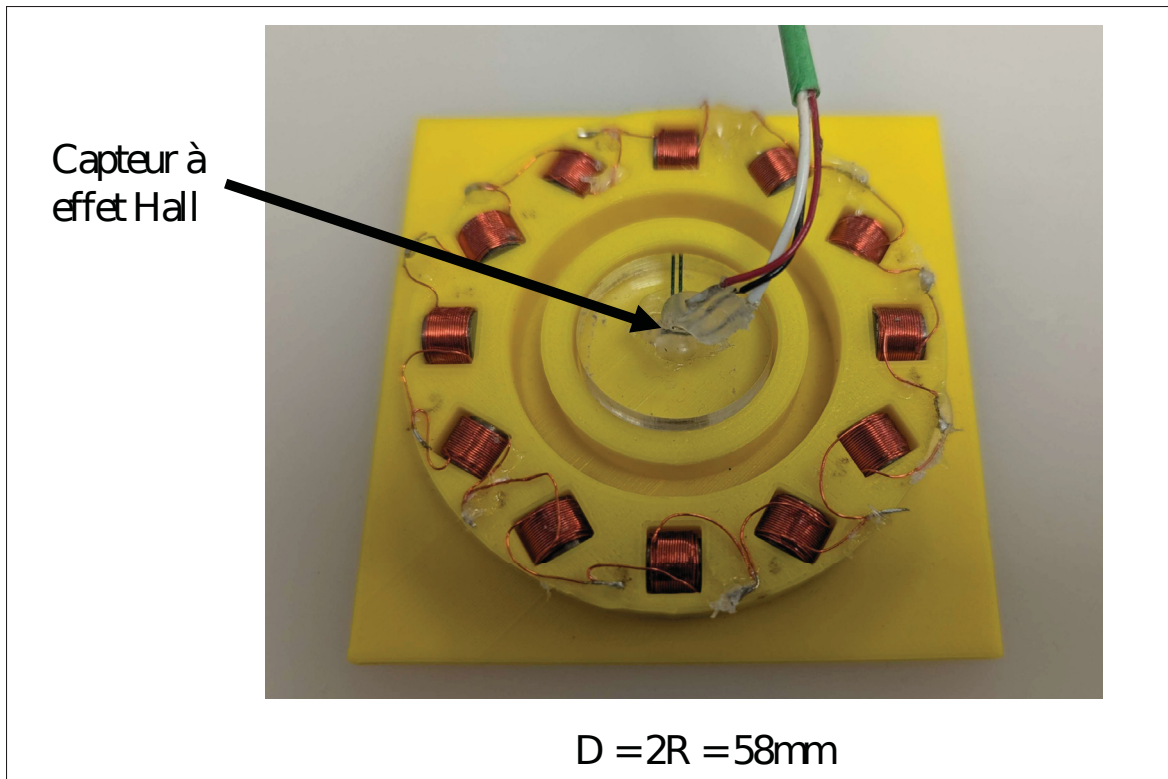


Figure 4.4 Prototype de l'arrangement de Halbach avec un diamètre de 58 mm

Notre approche pour mettre en évidence le degré d'ouverture du circuit magnétique du PPM consiste à concevoir deux arrangements de Halbach : l'un constitué d'aimants très serrés (Fig. 4.3.a) et l'autre présentant un agencement plus aéré (Fig. 4.3.b et Fig. 4.4). Le premier, noté $PPM_{38\text{mm}}$, reprend la configuration d'aimants utilisée dans les travaux de Chossat *et al.* (2018) et représente le circuit magnétique le plus fermé possible. Le second, noté $PPM_{58\text{mm}}$, est identique au $PPM_{38\text{mm}}$ à l'exception de son diamètre d'agencement, augmenté à 58 mm afin de créer délibérément une ouverture significative. Cette variation géométrique permet d'observer une différence notable dans la pente de leurs courbes d'hystérésis normalisées respectives.

Par ailleurs, nous établissons également la courbe d'hystérésis d'un aimant de l'arrangement de Halbach seul (Fig. 4.3.c). Comme mentionné au début de la section 4.1, l'aimant cylindrique individuel utilisé dans l'arrangement de Halbach a une longueur et un diamètre de 6.35mm. Son facteur de démagnétisation associé est $N_d = 0.27$. Par conséquent, la courbe de $B - H$ devrait

également présenter une pente prononcée. Nous pouvons ainsi isoler l'influence du champ démagnétisant dans le PPM_{38mm} en le comparant à deux configurations où cet effet devrait être nettement plus marqué.

Pour établir la courbe d'hystérésis des ces trois configurations ; PPM_{38mm} , PPM_{58mm} et l'aimant seul, nous magnétisons les aimants de la même manière que dans le PPM, c'est-à-dire à l'aide d'une bobine intégrée à chaque aimant individuel. Un champ magnétique H_{mag} est produit par une impulsion de courant modulée à différentes intensités. La rémanence magnétique de l'aimant B_r est mesurée post-magnétisation, i.e. lorsque H_{mag} est nul, grâce à un capteur à effet Hall placé comme indiqué dans la figure 4.3.

Notons que cette courbe n'est pas la courbe $B-H$ classique, puisque B est mesuré après annulation du champ H . Elle constitue toutefois une approximation discrétisée suffisante pour évaluer la pente effective, qui demeure représentative de l'influence du champ démagnétisant. Nous procédons de cette manière car elle permet d'utiliser exactement le même circuit de magnétisation que celui du PPM, sans nécessiter d'équipements spécialisés capables de mesurer le champ magnétique B durant une impulsion de courant de l'ordre de 100 μs .

4.1.4 Résultats et discussions

Le résultat de l'expérimentation est présenté dans la figure 4.5. Ici, nous avons normalisé la rémanence magnétique par rapport à la valeur maximale mesurée pour chacun des cas : PPM_{38mm} , PPM_{58mm} et l'aimant seul. Étant donné que l'amplitude absolue de B_r importe peu dans cette étude, cette normalisation permet de comparer plus directement la forme des courbes.

Par ailleurs, nous pouvons également observer que les trois courbes ne sont pas symétriques par rapport à l'axe des abscisses. Cette asymétrie provient du fait que les capteurs à effet Hall, bien qu'ils puissent mesurer des champs magnétiques positifs et négatifs, présentent une erreur statique différente selon la polarité.

À l'aide de ces données, nous pouvons formuler trois observations importantes :

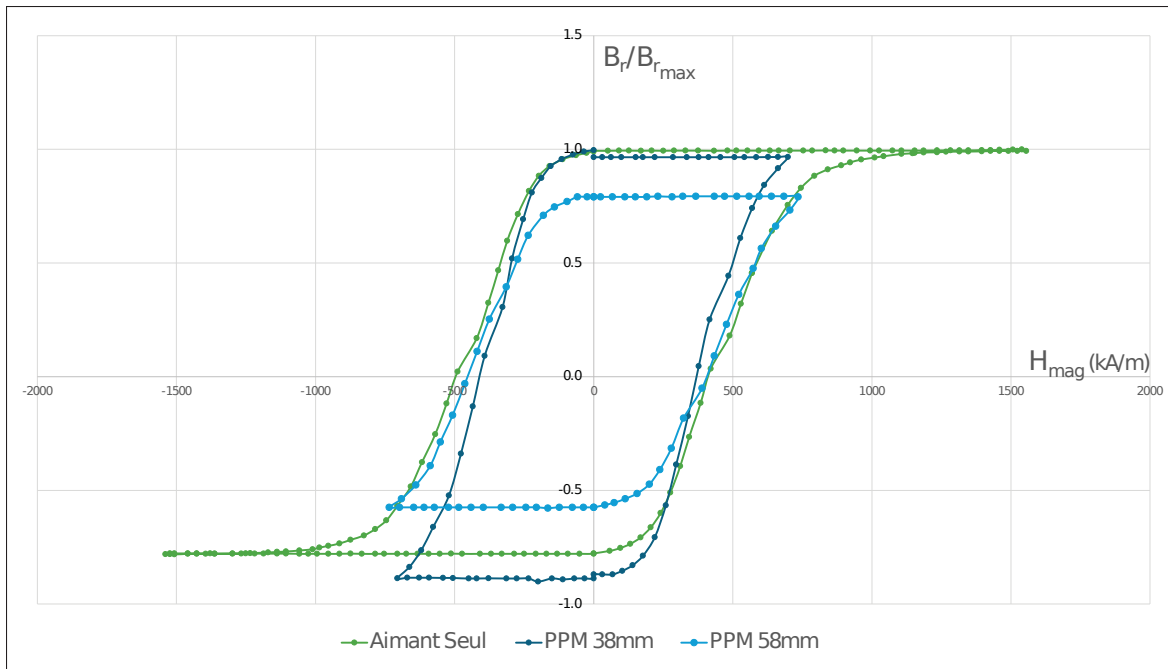


Figure 4.5 Courbe B-H expérimentale mettant en évidence l'influence du champ magnétique démagnétisant dans l'arrangement de Halbach

- les trois courbes présentent des pentes distinctes, ce qui confirme que l'influence du champ démagnétisant est quantifiable sans ambiguïté ;
- la pente associée au PPM_{38mm} est nettement moins prononcée que dans les deux autres configurations, ce qui indique une expression plus faible du champ démagnétisant dans ce cas.
- les pentes des courbes correspondant à l'aimant seul et à l'arrangement de Halbach de 58 mm de diamètre sont très proches, voire pratiquement superposées, suggérant un degré d'ouverture du circuit magnétique comparable pour ces deux géométries.

Impact sur le couple produit

À partir de ces observations, nous pouvons interpréter que, dans un cylindre de Halbach, les aimants doivent être disposés le plus étroitement possible afin de minimiser l'influence du champ

démagnétisant. Cette configuration permet alors de maximiser le flux traversant l'entrefer de l'actionneur et, par conséquent, d'augmenter le couple qu'il peut produire.

Impact sur la bobine de magnétisation

Le rapprochement des aimants dans l'arrangement de Halbach du PPM laisse très peu d'espace pour l'enroulement de la bobine autour de chacun d'eux. Cette contrainte géométrique, unique des PPM, impose donc une limitation directe sur la conception du circuit électrique de magnétisation. À ce stade de la connaissance sur la construction d'un PPM, il n'est pas encore possible de quantifier l'impact qu'un espace plus large dédié à la bobine aurait sur la conception du circuit électrique, sur la qualité de la magnétisation ou sur la perte de couple qui en résulterait. La méthodologie de conception présentée au chapitre 3 permet uniquement de déterminer les paramètres optimaux de la bobine et du circuit qui l'alimente, sans toutefois permettre d'évaluer ces effets structurels plus globaux.

Impact sur la magnétisation

Un autre facteur important est qu'un circuit magnétique fermé est *plus facile* à magnétiser. En effet, moins la pente de la courbe $B-H$ est prononcée, plus il est aisé d'atteindre la magnétisation souhaitée avec une intensité de champ magnétique plus faible. Ce gain en efficacité énergétique permettrait de réduire significativement les exigences imposées au circuit de magnétisation, diminuant ainsi son volume ou sa masse. De telles optimisations contribueraient à augmenter la densité de couple de l'actionneur, un critère particulièrement recherché dans les applications robotiques.

4.2 Impact de l'utilisation d'aimants à B_r élevé

De même que dans la section précédente, l'objectif est ici d'évaluer la possibilité d'utiliser des grades d'aimants dont la rémanence B_r est supérieure à celle proposée dans Chossat *et al.* (2018). Puisque la rémanence B_r est directement proportionnelle au couple produit, augmenter

cette valeur constitue une manière simple d'améliorer les performances de l'actionneur. Pour sélectionner un grade pertinent, nous utilisons le métrique proposé dans Chossat *et al.* (2018), soit le rapport $\frac{B_r}{H_{ci}}$, où H_{ci} désigne la coercivité intrinsèque. Cette dernière correspond à l'intensité minimale du champ magnétique permettant d'inverser la magnétisation.

Le grade actuellement utilisé, YX-12, présente un rapport $\frac{B_r}{H_{ci}} = \frac{720}{395} = 1.83$ mT.m/kA. Le grade envisagé, YX-30L, affiche un rapport similaire de 1.81 mT.m/kA, mais possède une rémanence nettement plus élevée ($B_r = 1.15$ T) et une coercivité intrinsèque comprise entre 636 et 955 kA/m. Parmi les aimants commercialement disponibles, ce grade présente le rapport $\frac{B_r}{H_{ci}}$ le plus élevé après le YX-12 (Fig.4.6).

Une autre motivation importante pour envisager un grade différent tient au fait que le YX-12 est un aimant extrêmement particulier, même au sein de la famille des aimants Samarium–Cobalt (SmCo). Aucun autre grade ne présente simultanément une coercivité proche de 400 kA/m et une rémanence comparable ou plus élevée. Par conséquent, le YX-12 ne constitue pas une solution robuste en cas de rupture d'approvisionnement, même pour des projets de recherche nécessitant de faibles quantités, situation qui s'est notamment produite durant plusieurs années après 2020.

L'utilisation du grade YX-30L permettrait d'obtenir une augmentation d'environ 60 % de la rémanence, au prix d'un accroissement du champ nécessaire à la magnétisation, estimé entre 60 % et 140 %. Le défi principal réside alors dans la capacité du système à générer une impulsion de courant suffisamment intense, pouvant atteindre environ 140 % de la valeur actuelle, soit près de 400 A.

4.2.1 Méthode et conditions d'expérimentation

La méthode d'évaluation est simple : il s'agit de mesurer le champ magnétique B généré par l'aimant à l'aide d'un capteur à effet Hall comme présenté dans la figure 4.3.c et en mesurant le courant de pulse à l'aide d'une sonde de Rogowski pour calculer le champ magnétique H . Les valeurs de rémanence B_r sont normalisée par rapport à la valeur de saturation magnétique de l'aimant de grade YX12.

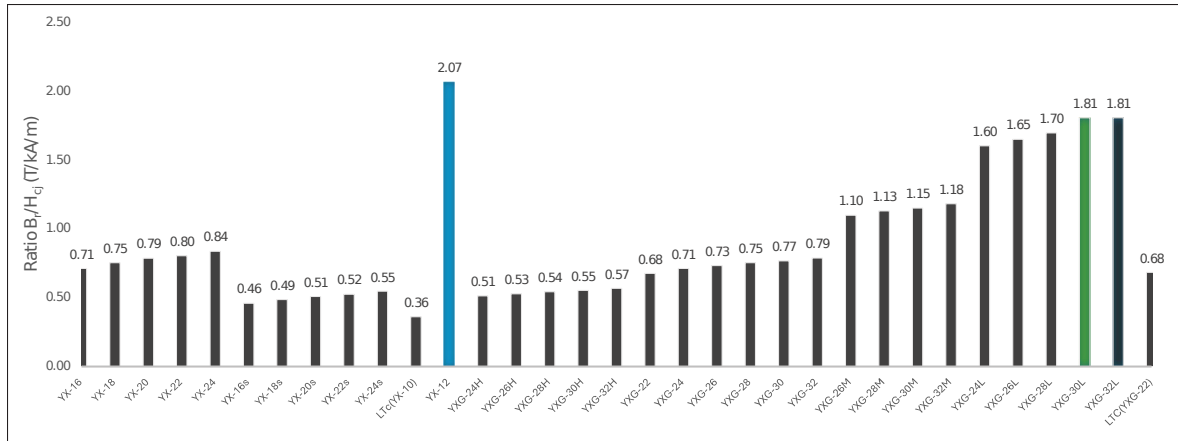


Figure 4.6 Rapport $\frac{B_r}{H_{ci}}$ pour différents grades d'aimants au samarium-cobalt disponibles commercialement

Les mesures ont été effectuées pour les grades YX-12 et YX-30L, dans des conditions expérimentales strictement équivalentes. Les dimensions des aimants ainsi que la bobine enroulé autour des aimants sont identiques. Le même circuit de magnétisation est utilisé et ses paramètres du circuit sont : $C = 19.31\mu F$, $L = 8.4\mu H$, $R = 0.37\Omega$, $N = 36$, $AWG = 32$, $V = [-650V, 650V]$. Le circuit opère en régime sous amorti. Nous avons choisi un circuit unipolaire (Fig.3.3)a, avec une diode de recouvrement placé en parallèle à la bobine pour redresser le courant négatif. L'impulsion de courant généré par ce circuit varie entre $I_p = [-600A, 600A]$, ce qui correspond à un champ magnétique appliqué de $H = [-2400kA/m, 2400kA/m]$

Nous avons choisi de magnétiser un seul aimant plutôt que l'ensemble de l'arrangement de Halbach pour alléger le requis du courant à produire par le circuit de magnétisation. Par ailleurs, l'utilisation d'un aimant seul permet d'écarter tout autre phénomène magnétique pouvant être attribué au cylindre de Halbach, évitant ainsi toute ambiguïté dans l'interprétation des résultats.

Une raison supplémentaire pour avoir choisi un aimant seul, est de pouvoir réduire significativement l'impédance (R et L) de la bobine, et ainsi pouvant produire des champs magnétique élevés. Cela permet notamment d'atteindre la saturation magnétique de l'aimant. Ce dernier représente la valeur plateau de magnétisation pouvant être atteint lorsque tout les domaines magnétique

sont complètement alignés avec le champ appliqué. On peut ainsi mieux conclure la capacité de production du champ magnétique de chaque aimant.

4.2.2 Résultats expérimentaux

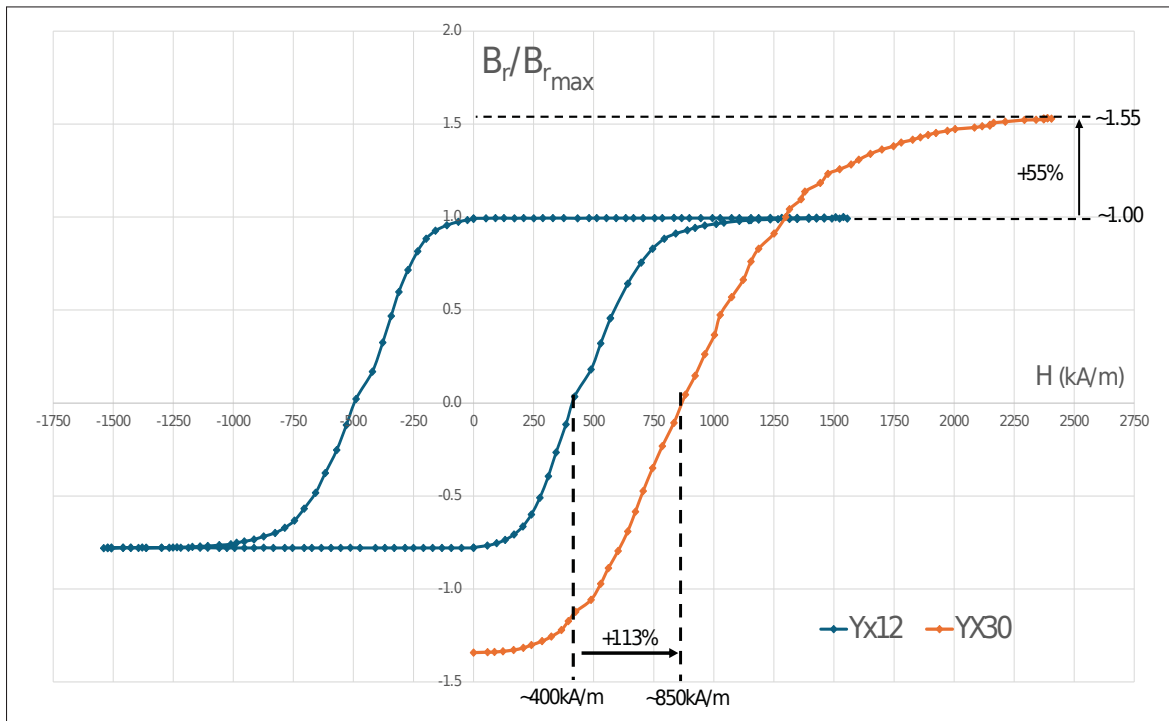


Figure 4.7 Comparaison des courbes B-H pour les grades d'aimant SmCo Yx12 et Yx30L

Comme nous pouvons l'observer sur la figure 4.7, le grade d'aimant YX-30L produit effectivement un champ magnétique plus élevé que le YX-12. Bien que sa courbe s'arrête avant d'atteindre le plateau de saturation en raison de la limite maximale du courant fournie par le circuit de magnétisation, il est néanmoins évident que la rémanence magnétique du YX-30L est significativement supérieure à celle du YX-12. Au minimum, les mesures montrent une augmentation d'environ 55 % de la rémanence par rapport au YX-12, confirmant l'intérêt potentiel de ce grade pour améliorer le flux généré dans l'entrefer de l'actionneur.

En revanche, cette amélioration de rémanence s'accompagne d'un coût énergétique nettement plus élevé : l'intensité requise pour magnétiser le YX-30L est environ 113 % plus importante

que celle nécessaire pour le YX-12. Un tel grade pourrait néanmoins s'avérer pertinent dans des situations où l'aimant du rotor risquerait de démagnétiser partiellement le stator, car une coercivité plus élevée offrirait alors une robustesse magnétique accrue.

4.3 Dimensionnement de l'aimant du Rotor

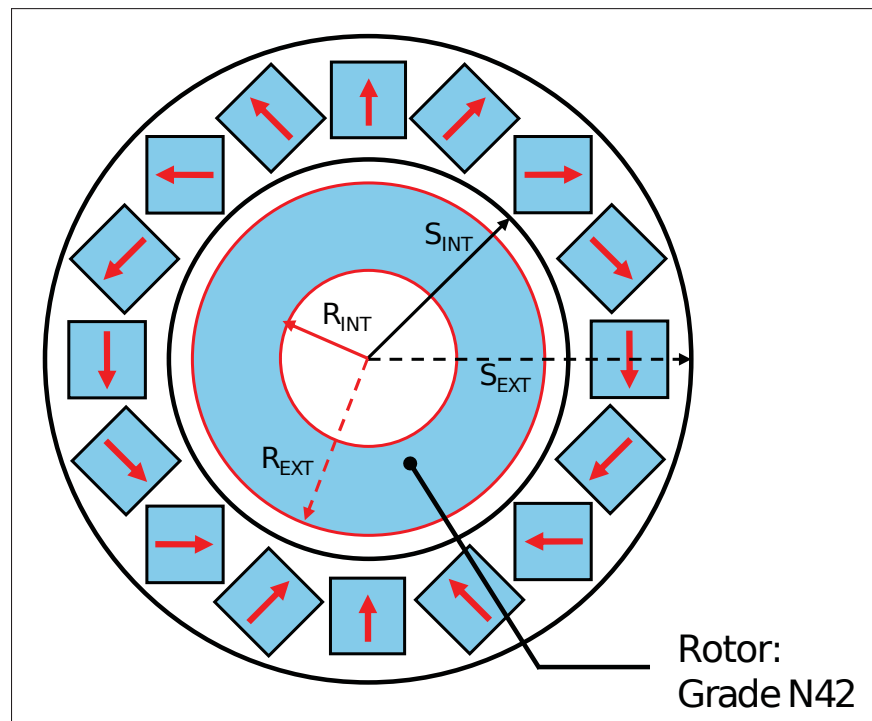


Figure 4.8 Géométrie de l'aimant du Rotor

Un ratio optimal entre la largeur du stator et celle du rotor, α , permettant de maximiser le couple, a été rapporté dans Boisclair *et al.* (2016) :

$$\alpha = \frac{S_{ext} - S_{int}}{R_{ext} - R_{int}}, \quad (4.3)$$

où S_{ext} et S_{int} correspondent respectivement aux rayons externe et interne du stator, et R_{ext} et R_{int} aux rayons du rotor (Fig.4.8). Cette étude a été réalisée dans le cadre d'un cylindre de Halbach à stator passif continu composé d'aimants en néodyme de grade N45, couplé à un rotor du même grade. Les auteurs ont montré par analyse par éléments finis qu'un ratio de 0.8

permettait d'obtenir le couple maximal ($R_{int} \approx 8mm$). Si cette observation s'avère exacte, elle pourrait être utile pour estimer l'échelle dimensionnelle du rotor, puisque sa géométrie influence son inertie et la masse totale de l'actionneur.

Quatre rotors différents ont été évalués dans notre conception, en faisant varier le rayon interne R_{int} , tandis que $R_{ext} = 19.7$ mm, $S_{int} = 20.5$ mm et $S_{ext} = 30$ mm étaient fixés. Les résultats expérimentaux montrent que le rotor ayant le plus petit rayon interne, c'est-à-dire le ratio le plus faible, est celui qui produit le couple le plus élevé, comme présenté dans le Tableau 4.2. Pour le prototype de pince présenté dans le chapitre 2, le rotor avec un rayon interne de 1.6 mm a donc été retenu afin de maximiser le couple.

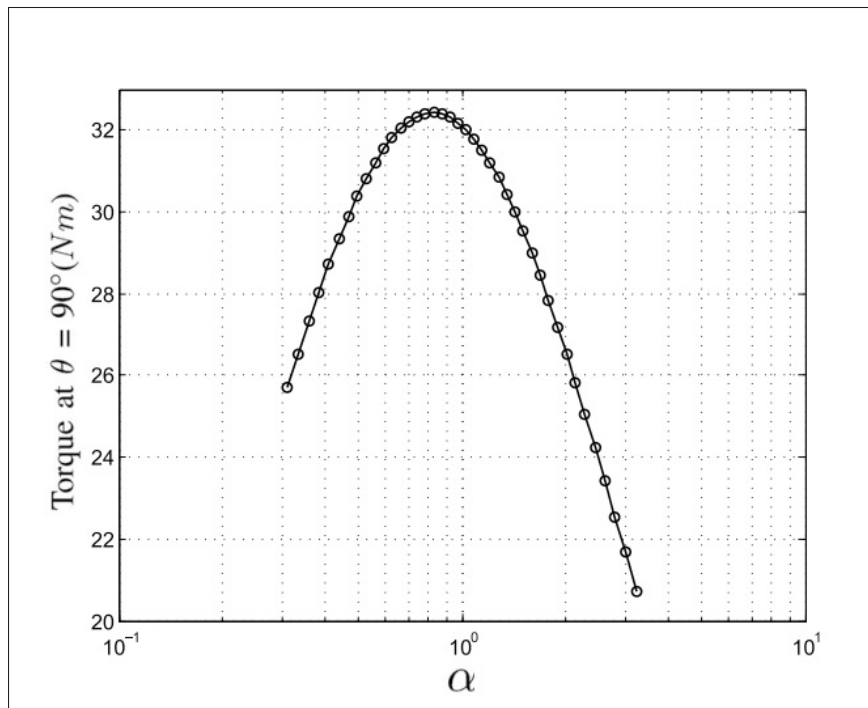


Figure 4.9 Couple max produit par un arrangement de Halbach passif en fonction de α , tiré de (Boisclair *et al.* (2016))

Tableau 4.2 Comparaison du couple de produit par le PPM en fonction de différents rapports α

α	R_{int} (mm)	Couple τ (mN.m)
0.52	1.6	344
0.86	8.6	307
1.20	11.8	248
1.94	14.8	176

4.4 Étude de l'atténuation du courant pic lors de la magnétisation de l'arrangement de Halbach

Lors de la magnétisation de l'arrangement de Halbach, c'est-à-dire lors de l'application de l'impulsion de courant utilisée pour générer le champ magnétique de programmation du PPM, on observe une atténuation du pic de courant, comme illustré à la figure 4.10. Pour une même tension de charge V_c , trois impulsions successives produisent trois valeurs de pic de courant différentes. L'atténuation est visible lors des deux premières impulsions, tandis que la troisième correspond à une décharge sans atténuation.

Ce comportement avait déjà été identifié dans le travail précédent sur le PPM (Chossat *et al.* (2018)), où il est montré que pour atteindre un niveau de magnétisation donné nécessite souvent au moins trois impulsions. Cela se traduit par un coût énergétique important.

Les retombées d'une meilleure compréhension de ce phénomène, et éventuellement de sa modélisation, se traduiraient par deux gains distincts. Premièrement, cela permettrait de calibrer plus finement la magnétisation et ainsi d'améliorer la précision du pilotage de l'actionneur. Deuxièmement, une meilleure maîtrise de ce phénomène permettrait également de réduire le nombre d'impulsions nécessaires, potentiellement de trois à une seule, si le degré d'atténuation pouvait être prédit. En d'autres termes, si l'on peut estimer à l'avance que l'impulsion subira, il devient alors possible de compenser cette perte en chargeant la banque de condensateurs à une tension plus élevée. Une telle approche éviterait d'avoir à appliquer successivement plusieurs impulsions, ce qui réduirait considérablement l'énergie totale consommée.

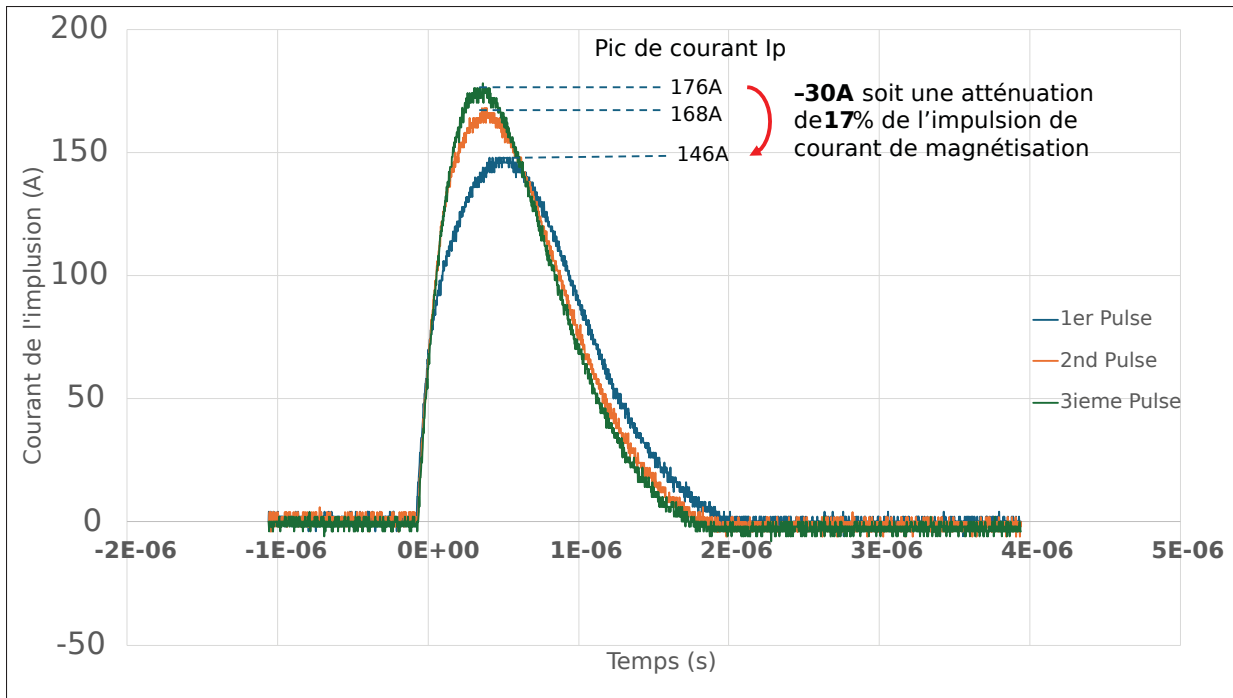


Figure 4.10 Atténuation du courant pic observée sur le 1er et le 2ieme pulse

À titre d'exemple, le coût énergétique d'une impulsions présentée dans cet exemple est de 9.4 J, pour un total de 28.2 J. Or, si l'on peut charger à une tension augmentée de 17 % afin d'obtenir un courant supérieur de 17 %, l'énergie de l'impulsion serait alors de 13.6 J. Cela correspond à une diminution d'environ 50 % de l'énergie nécessaire pour atteindre la consigne de magnétisation souhaitée.

4.4.1 Étude expérimentale

Dans les travaux précédents sur le PPM, l'atténuation du pic de courant a été observée lors de la magnétisation des deux arrangements de Halbach assemblées avec l'aimant du rotor. Afin de mieux comprendre ce phénomène et d'en identifier les causes fondamentales, nous avons choisi de simplifier progressivement le système dans lequel il apparaît. Notre approche de caractérisation repose ainsi sur trois configurations expérimentales menées successivement : un

aimant isolé (Fig. 4.11.a), un cylindre de Halbach sans le rotor (Fig. 4.11.b), puis le cylindre de Halbach assemblé avec le rotor (Fig. 4.11.c).

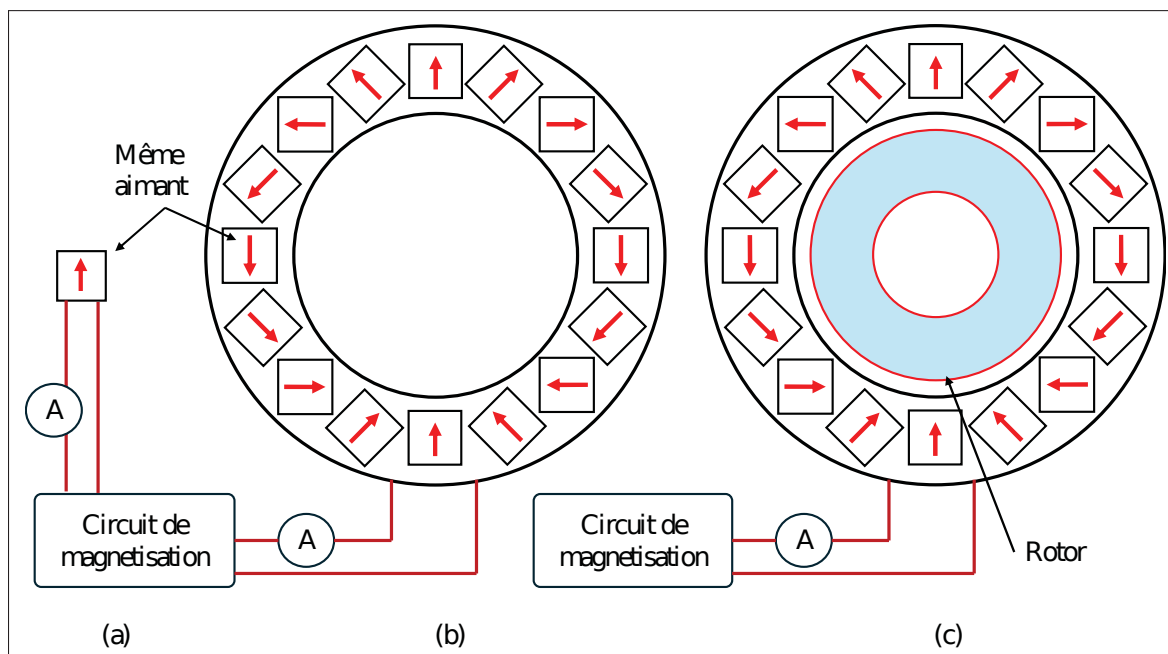


Figure 4.11 Représentation des circuits magnétiques utilisés dans la caractérisation de l'atténuation de courant observée durant la magnétisation

Un second objectif de cette étude est d'évaluer l'influence de l'état de magnétisation initial de l'aimant avant l'application d'une nouvelle impulsion. Ce point est important, car le phénomène d'atténuation n'apparaît que lorsqu'un champ magnétique est appliqué en présence d'un aimant. L'aimant lui-même, et le champ qu'il génère, constituent donc l'origine de cette atténuation.

Notre hypothèse est que l'atténuation est provoquée par la création d'un courant induit de sens opposé au courant de magnétisation, conformément à la loi de Lenz, qui stipule que toute variation de flux magnétique génère un courant induit dont le champ s'oppose à cette variation.

Ce comportement peut être compris à partir du principe fondamental de la magnétisation des matériaux ferromagnétiques. L'application d'un champ magnétique tend à réorienter les domaines magnétiques du matériau. Un champ faible, mais supérieur à la coercivité intrinsèque du matériau, ne réoriente qu'une fraction des domaines. Un champ plus intense réoriente une

portion plus importante. Lorsque le champ appliqué est suffisamment élevé, la magnétisation atteint un plateau correspondant à la saturation, c'est-à-dire à l'alignement complet des domaines magnétiques avec le champ appliqué.

Par ailleurs, l'atténuation du courant est observée uniquement lorsque la direction du champ appliqué est opposée à la direction de magnétisation de l'aimant. Ce phénomène s'explique par le fait qu'un aimant ne peut pas être magnétisé à un niveau inférieur à sa magnétisation actuelle lorsque le champ appliqué est orienté dans la même direction. Autrement dit, l'atténuation ne peut survenir que lorsque le champ tente d'inverser, même partiellement, la magnétisation existante.

Ainsi, le degré de magnétisation initiale de l'aimant est susceptible d'influencer l'ampleur de l'atténuation. Selon que l'aimant est faiblement, partiellement ou fortement magnétisé avant l'impulsion, la proportion de domaines restant à réorienter varie, ce qui modifie la dynamique du courant dans la bobine et peut conduire à des niveaux d'atténuation différents.

4.4.2 Résultats expérimentaux et interprétation

La mesure du courant est réalisée à l'aide d'une sonde de courant Rogowski (Powertek CWT 6B, sensibilité de 5 mV/A) placée en série avec la bobine de magnétisation, comme illustré à la figure 4.11. Afin de quantifier l'influence de l'état de magnétisation initial de l'aimant sur l'atténuation du pic de courant, nous magnétisons préalablement l'aimant à différents niveaux. Nous appliquons ensuite une impulsion destinée à magnétiser l'aimant dans la direction opposée et nous enregistrons le pic de courant correspondant.

Dans les résultats, l'état de magnétisation initial est représenté par la tension de charge du condensateur, qui constitue l'interface de commande du système de magnétisation. Cette tension est notée V_{n-1} pour désigner la magnétisation initiale de l'aimant, et V_n pour l'impulsion dont nous observons l'atténuation. Les pourcentages d'atténuation sont déterminés en comparant le pic de courant de la première impulsion avec celui de la troisième impulsion.

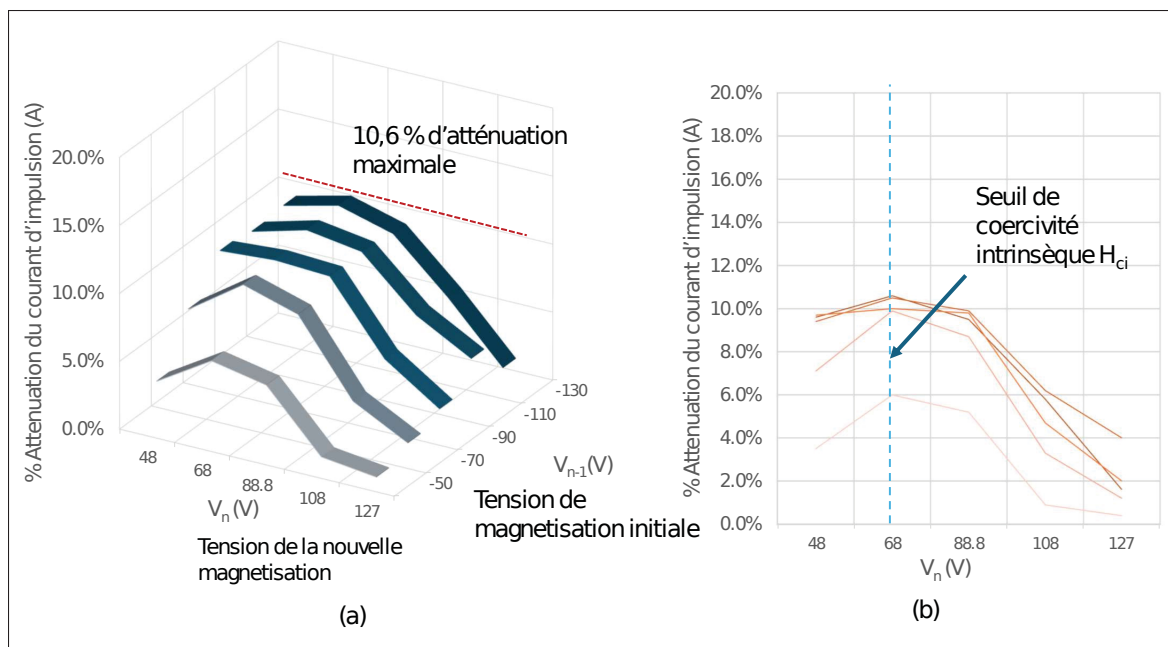


Figure 4.12 Résultats des mesures d'atténuation du courant pic lors de la magnétisation d'un aimant seul

Nous concentrons notre analyse sur l'atténuation observée lors de la première impulsion, car c'est à ce moment que l'atténuation est la plus prononcée. Cette simplification permet de réduire la quantité de données à collecter tout en conservant une capacité suffisante pour caractériser et quantifier le phénomène.

Aimant Seul

Pour cette expérimentation, le circuit de magnétisation utilisé est similaire à celui présenté dans la section 4.2.1. Toutefois, les paramètres ont été ajustés de manière à réduire la tension à une valeur plus faible, afin de rester largement en dessous des capacités du circuit et des limites des composants. Les paramètres retenus sont : $C = 94.1 \mu\text{F}$, $L = 6.9 \mu\text{H}$, $R = 0.3 \Omega$, $N = 34$, $\text{AWG} = 32$, $V = [-130 \text{ V}, 130 \text{ V}]$. L'impulsion de courant générée par ce circuit varie entre $I_p = [-240 \text{ A}, 240 \text{ A}]$, ce qui correspond à un champ magnétique appliqué de $H = [-900 \text{ kA/m}, 900 \text{ kA/m}]$. Ce niveau de champ magnétique H couvre la plage

de magnétisation possible dans nos arrangements de Halbach, ce qui permet de rendre ces mesures directement comparables avec celles obtenues sur ces derniers.

Nous pouvons constater que l'atténuation de courant apparaît effectivement dans le cas d'un aimant isolé. Toutefois, son amplitude est fortement non linéaire et dépend à la fois du degré de magnétisation initiale et du niveau de magnétisation imposé lors de l'impulsion suivante. Lorsque la magnétisation initiale est élevée, l'atténuation observée est maximale. Par exemple, une atténuation de 10.6% est mesurée lorsque l'aimant a été préalablement magnétisé à $V_{n-1} = -130$ V. Cependant, cette atténuation décroît à mesure que V_n augmente et s'approche de +130 V, ce qui correspond à des champs proches de 900 kA/m. Par ailleurs, les pics d'atténuation apparaissent regroupés autour de $V_n = 68$ V, ce qui correspond à un champ magnétique appliqué d'environ 440 kA/m.

Arrangement de Halbach Sans Rotor

Pour cette expérimentation et celui avec l'arrangement de Halbach avec rotor (section 4.4.2), le circuit de magnétisation utilisé est similaire à celui présenté dans la figure 2.5. L'impulsion de courant générée par ce circuit varie entre $I_p = [-240$ A, 240 A], ce qui correspond à un champ magnétique appliqué de $H = [-900$ kA/m, 900 kA/m].

Comme illustrée dans la Fig 4.13, nous retrouvons essentiellement le même comportement que pour l'aimant seul : les atténuations les plus élevées apparaissent lorsque $V_{n-1} = -850$ V, puis décroissent à mesure que V_n tend vers +850 V. De même, les pics d'atténuation sont alignés autour de $V_n = 450$ V (Fig 4.14), ce qui correspond à un champ magnétique appliqué d'environ 430 kA/m. La particularité ici est que, lorsque les aimants sont assemblés en un arrangement de Halbach, l'amplitude de l'atténuation augmente significativement. L'atténuation mesurée est alors environ 54% plus élevée que celle observée pour un aimant isolé.

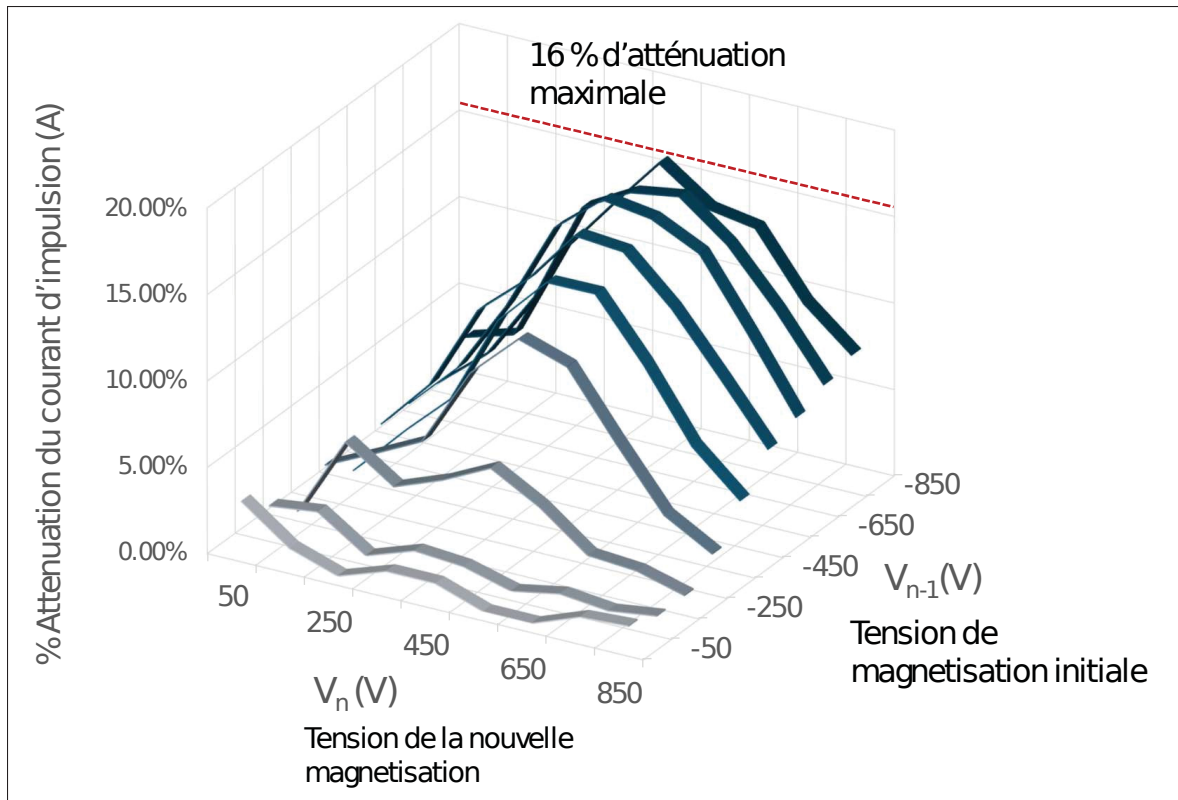


Figure 4.13 (a) Atténuation de courant mesurée sur un aimant seul en fonction de la tension de magnetisation V_n et V_{n-1} , et (b) Mise en evidence de l'alignement de H_{ci} aux pics d'atténuation de courant

Arrangement de Halbach Avec Rotor

Dans cette expérimentation, le rotor est placé au centre de l'arrangement de Halbach. L'état magnétique du stator, c'est-à-dire de l'arrangement de Halbach, est identique à celui utilisé pour l'expérimentation réalisée sans rotor. La particularité ici réside dans la position du rotor par rapport au champ magnétique du stator avant la magnétisation dont l'atténuation du courant est mesurée. Comme illustré à la figure 4.15, les directions de magnétisation du stator et du rotor sont initialement alignées ; cet état correspond à la configuration magnétique avant l'application de l'impulsion.

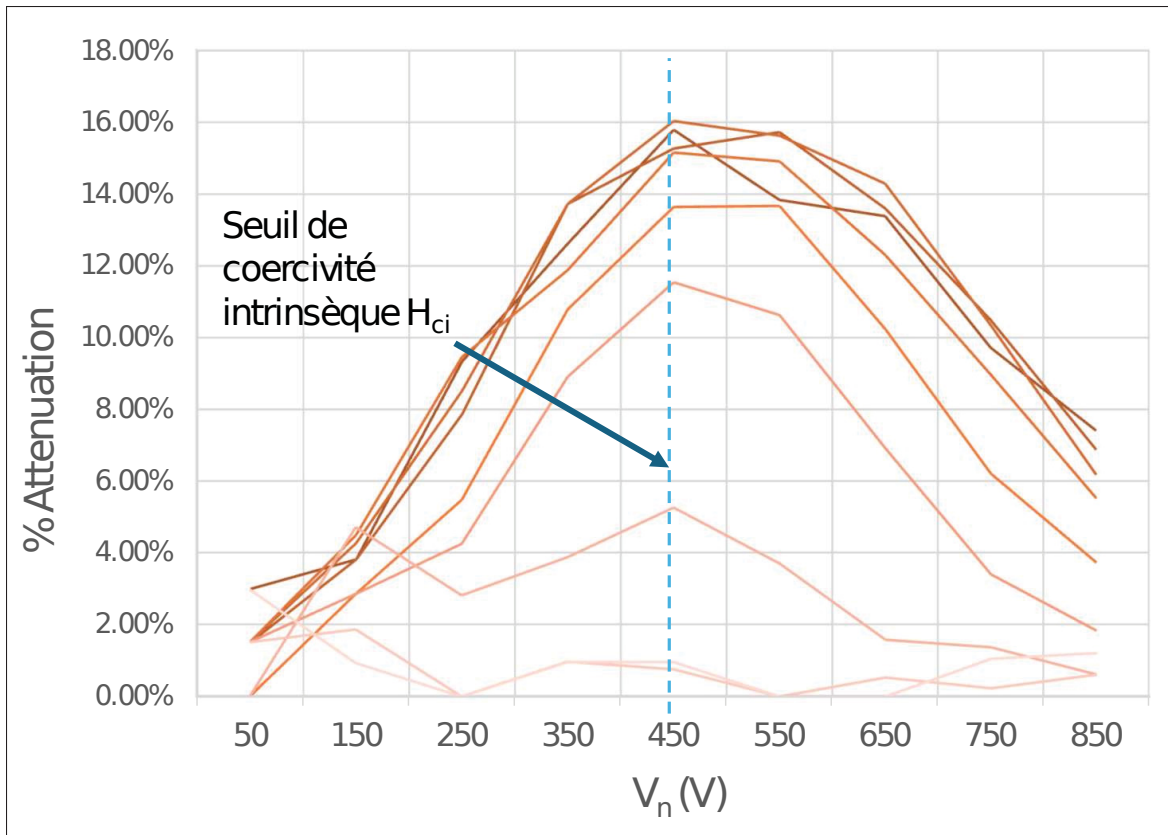


Figure 4.14 Atténuation de courant mesurée sur un arrangement de Halbach sans rotor en fonction de la tension de magnétisation V_n et V_{n-1}

Avant de magnétiser le stator dans le sens opposé, la position angulaire du rotor est alors ajustée entre 0° et 180° . Une fois le rotor positionné à l'angle souhaité, le stator est magnétisé dans la direction opposée et l'atténuation du courant correspondante est mesurée.

Par exemple, pour générer la courbe associée à 130° dans la figure 4.16, le rotor était placé à 130° par rapport à la position de référence 0° avant d'inverser la magnétisation de l'arrangement de Halbach.

Similairement aux deux cas présentés plus haut, l'atténuation du courant de l'impulsion demeure présente. Cependant, sa valeur maximale est plus élevée que dans la configuration sans rotor lorsque la magnétisation du rotor est alignée avec la nouvelle magnétisation (courbe orange,

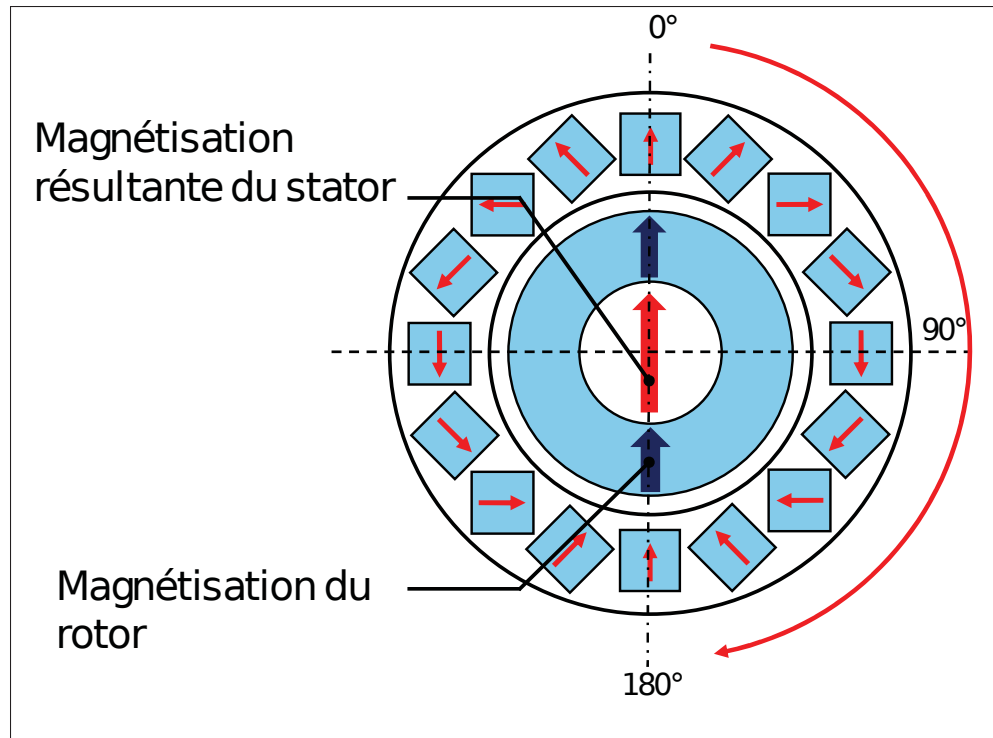


Figure 4.15 Mise en évidence de l'alignement de H_{ci} aux pics d'atténuation de courant

180°). Dans ce cas, on observe une augmentation d'environ 1.9% de l'atténuation du courant pic. À l'inverse, lorsque la magnétisation du rotor est opposée à la nouvelle magnétisation (courbe orange, 0°), l'atténuation devient plus faible que dans la configuration de l'arrangement de Halbach sans rotor, avec une diminution d'environ 1.1%.

Les courbes d'atténuation correspondant aux positions intermédiaires du rotor (soit 45°, 90° et 135°) demeurent comprises entre les courbes des positions 0° et 180°. Ce comportement est cohérent, puisque ces deux positions représentent les cas extrêmes d'opposition et d'alignement complets entre le rotor et le stator.

Interpretation et conclusion

Notre hypothèse initiale, fondée sur la loi de Lenz, était que plus la magnétisation d'un aimant seul, ou d'un arrangement de Halbach, est initialement orientée dans le sens opposé à la

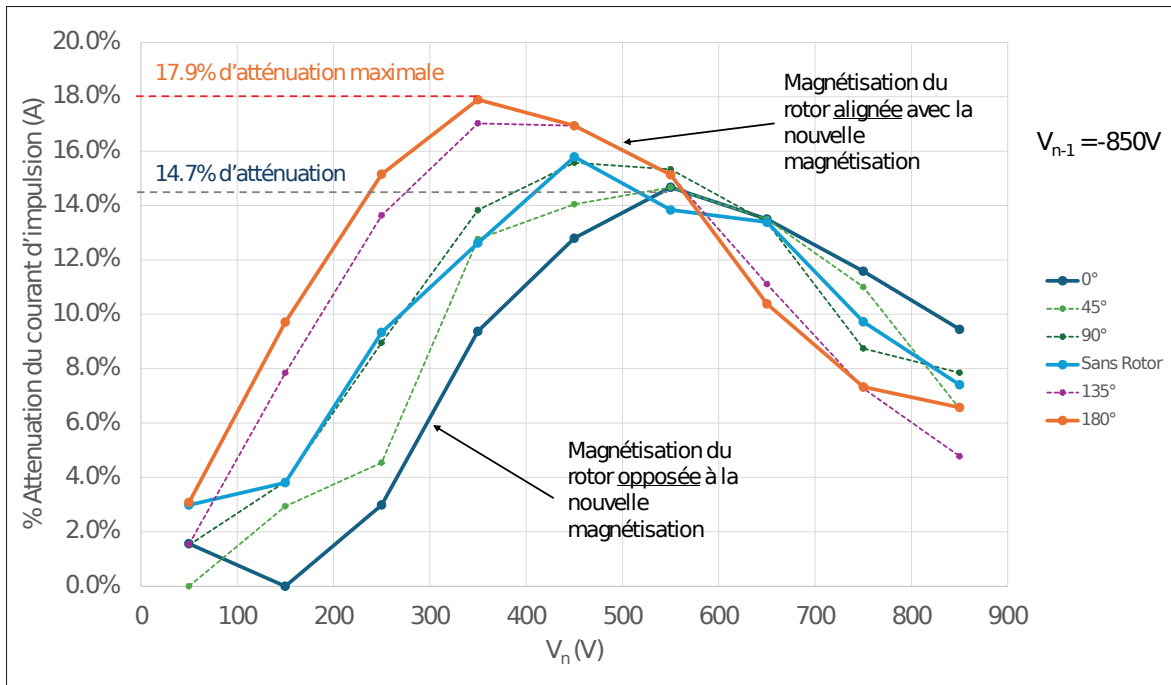


Figure 4.16 Atténuation de courant mesurée sur un arrangement de Halbach avec rotor en fonction de la tension de magnétisation V_n , alors que $V_{n-1} = -850V$

nouvelle magnétisation, plus l'atténuation du courant d'impulsion devrait être importante. Cette hypothèse n'est que partiellement confirmée par l'étude des trois cas. En effet, lorsque l'aimant seul ou l'arrangement de Halbach est magnétisé à $V_{n-1} = -850 V$, nous observons effectivement l'atténuation du courant pic la plus élevée, comparativement aux autres niveaux de magnétisation $V_{n-1} > -850 V$. Cependant, on constate également que lorsque $V_n = 850 V$ et $V_{n-1} = -850 V$, correspondant à la plus forte opposition possible entre la magnétisation des aimants et le champ appliqué H , l'atténuation du courant pic n'est que de 7.4%. Ce comportement est observé de manière similaire dans les trois configurations étudiées.

Le seuil de coercivité intrinsèque H_{ci} représente le champ magnétique nécessaire pour réduire la magnétisation d'un aimant à 0 kA/m. Autrement dit, il correspond au point de bascule à partir duquel l'inversion de la direction de magnétisation devient possible. Pour le grade d'aimant YX-12, cette valeur est de 395 kA/m. Nous observons que le pic d'atténuation, tant pour l'aimant seul que pour l'arrangement de Halbach sans rotor, s'aligne précisément avec ce

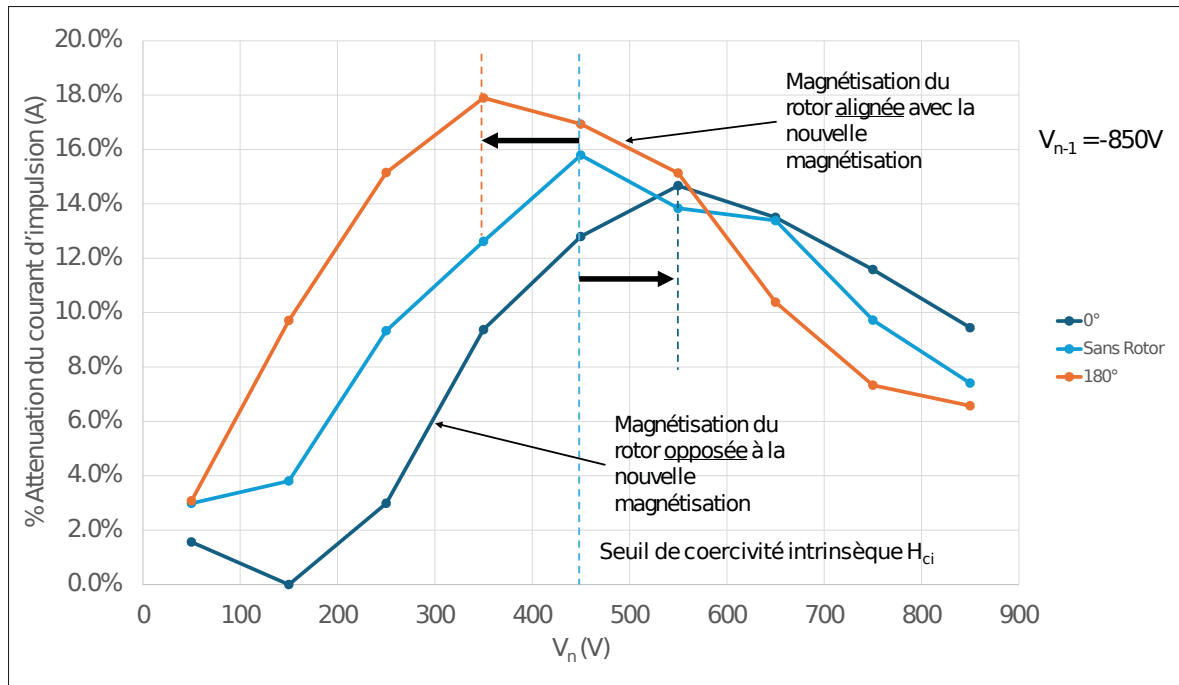


Figure 4.17 Mise en évidence des décalages du seuil de H_{ci} en fonction de l'alignement de la magnétisation du rotor avec celle de l'arrangement de Halbach

seuil. En revanche, lorsque le rotor est présent dans l'arrangement de Halbach, ce pic est décalé d'environ 100 V (soit 100 kA/m) par rapport à la configuration sans rotor, comme illustré à la figure 4.17. Ces décalages suggèrent que lorsque la magnétisation du rotor est alignée avec la nouvelle magnétisation du stator, l'inversion de direction requiert moins de tension, et donc moins d'énergie. À l'inverse, lorsque la magnétisation du rotor s'y oppose, l'inversion nécessite davantage d'énergie.

Bien que le phénomène sous-jacent expliquant l'ensemble des observations présentées dans cette section, notamment la relation entre le degré d'atténuation et le seuil de coercivité intrinsèque H_{ci} , soit plus complexe qu'une simple application de la loi de Lenz, une étude plus approfondie de ces premières observations serait bénéfique pour optimiser significativement le coût énergétique de la magnétisation. Une conclusion se dégage néanmoins : la présence du rotor n'influence l'atténuation du courant que de manière marginale, tandis que l'arrangement de Halbach, lui, tend à amplifier l'atténuation du courant pic de façon significative.

4.4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quatre études expérimentales visant à comprendre et à quantifier les axes d'amélioration possibles du circuit magnétique du PPM, c'est-à-dire l'ensemble constitué de l'arrangement de Halbach (stator) et de l'aimant du rotor.

Champ démagnétisant H_d

Dans la première section, nous avons étudié l'impact du champ démagnétisant dans l'arrangement de Halbach du PPM, un effet qui devient critique dans un Halbach fortement segmenté. L'objectif était de comprendre comment l'ouverture du circuit magnétique réduit la rémanence effective et affaiblit le flux dans l'entrefer, limitant ainsi directement le couple produit. La contribution principale réside dans la démonstration expérimentale que la segmentation de l'arrangement de Halbach génère un champ démagnétisant mesurable, dont l'intensité dépend de la densité d'aimants. La portée de ces résultats est importante : ils montrent que la géométrie même du PPM impose une limite physique à son couple maximal, mais qu'un agencement plus compact peut sensiblement améliorer ses performances.

Aimants permanents à haut B_r

La deuxième section examine la possibilité d'augmenter le couple du PPM en utilisant des aimants à rémanence B_r plus élevée, en particulier via la comparaison des grades SmCo YX-12 et YX-30L. Le problème fondamental est le compromis entre un B_r plus élevé, qui augmente le couple, et une coercivité intrinsèque plus grande, qui exige un champ d'impulsion beaucoup plus intense pour magnétiser l'aimant. La contribution principale est l'analyse expérimentale des courbes B_r-H des deux grades : elle montre que le gain en couple est réalisable, mais qu'il impose un champ de magnétisation 113 % plus élevé, dépassant les capacités du circuit de magnétisation actuel.

Aimant du rotor

Cette section étudie l'influence de la géométrie de l'aimant du rotor sur les performances du PPM. La contribution principale réside dans l'évaluation d'une métrique de dimensionnement proposé par Boisclair *et al.* (2016), qui relie la proportion stator-rotor au couple maximal obtenu et stipule l'existence d'un rapport optimal. Nous avons démontré expérimentalement qu'un tel optimum n'existe pas pour la conception spécifique de l'arrangement de Halbach utilisé dans le PPM. Les résultats montrent qu'un rotor présentant un diamètre interne aussi petit que possible permet de maximiser le couple produit, ce qui remet en question l'applicabilité du métrique original pour des Halbach fortement segmentés et programmables.

Atténuation du pic de courant

La dernière section traite d'un phénomène observé dans les travaux antérieurs : l'atténuation du pic de courant lors d'une impulsion de magnétisation. Le problème étudié est d'en identifier l'origine physique, car cette atténuation perturbe le contrôle de l'impulsion et peut limiter l'efficacité énergétique de la reprogrammation des aimants. L'étude expérimentale menée sur trois configurations ; un aimant isolé, un arrangement de Halbach sans rotor et un arrangement de Halbach assemblé avec rotor, révèle que certaines observations sont compatibles avec la présence d'un courant induit opposé, conformément à la loi de Lenz. Toutefois, une application simplifiée de cette loi ne permet pas d'expliquer l'ensemble des phénomènes observés. La portée de ces résultats est importante pour le développement futur du PPM : ils fournissent des pistes pour optimiser le coût énergétique des impulsions, orientent les stratégies de commande, montrent que la présence du rotor n'influence l'atténuation que marginalement, et mettent en évidence que la segmentation de l'arrangement de Halbach tend à amplifier ce phénomène de manière significative.

CHAPITRE 5

ÉTUDE DES MOTEURS À AIMANTS ENTERRÉS POUR DES APPLICATIONS ROBOTIQUES

5.1 Contexte et relation avec le PPM

Comme vu dans les chapitres précédents, le PPM possède de nombreux avantages, particulièrement à bas et très bas régime. Cependant, du fait qu'un coup énergétique minimum soit nécessaire pour chaque impulsion de courant, à hauts régimes le PPM consomme beaucoup d'énergie.

Cette caractéristique du PPM est particulièrement intéressante car c'est l'opposé du comportement d'un moteur électromagnétique conventionnel. En effet, pour ceux-ci l'efficacité maximale est à haut régime (voir Fig. 0.2).

Une question s'impose naturellement : peut-on combiner moteur conventionnel, efficace à haut régime, et PPM, efficace à bas régime ? Malgré le fait qu'une telle question dépasse la portée de cette thèse, une première étude théorique ainsi que deux prototypes de moteurs électromagnétiques conventionnels ont été conçus. Ce travail ouvre la voie à l'intégration du PPM avec un moteur capable de rotations rapides.

5.2 Détermination du type de moteur conventionnel à étudier

Les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) sont largement utilisés dans les applications robotiques en raison de leur excellent rendement et de leur forte densité de couple. Parmi ces moteurs, on distingue principalement les architectures à aimants en surface, souvent appelées BLDC ou PMSM. Or il existe une autre architecture très peu explorée dans des applications robotiques. Ce sont des moteurs à aimants enterrés, communément désignées sous le terme IPM (Interior Permanent Magnet) (Miller (1989); Hanselman (2003)). Bien que ces deux technologies reposent sur le même principe électromagnétique, leurs performances et leur domaine d'utilisation diffèrent de manière significative.

L'un des avantages majeurs du moteur IPM réside dans l'élargissement considérable de la plage couple–vitesse (Gieras (2009)). Dans un moteur à aimants en surface, la force contre-électromotrice générée par les aimants augmente proportionnellement avec la vitesse de rotation et limite rapidement la vitesse maximale atteignable pour une tension d'alimentation donnée. Cette contrainte réduit la zone de fonctionnement exploitable du moteur, en particulier lorsque l'application nécessite à la fois du couple à basse vitesse et des vitesses élevées. Le moteur IPM permet de contourner cette limitation en offrant une plage d'opération plus étendue, à dimensions mécaniques équivalentes. Le besoin d'une large plage de fonctionnement du moteur est une caractéristique centrale des applications robotiques (Radford (2012); Zinn *et al.* (2004); De *et al.* (2011); Lee, Pan & Kim (2019)), et constitue la raison principale ayant motivé cette exploration.

Cette amélioration est rendue possible grâce à la salience magnétique du rotor IPM, c'est-à-dire la différence entre les inductances selon les axes direct et quadrature. Contrairement au rotor à aimants en surface, dont la salience est proche de l'unité, le rotor IPM présente un rapport L_d/L_q significativement différent (Miller (1989)). Cette caractéristique permet un fonctionnement efficace en affaiblissement de champ. En injectant une composante de courant qui s'oppose au flux des aimants, il devient possible de réduire la force contre-électromotrice et ainsi d'augmenter la vitesse de rotation au-delà de la vitesse nominale, tout en respectant la limite de tension de l'onduleur.

Le fonctionnement en affaiblissement de champ confère au moteur IPM un avantage déterminant dans les applications à puissance limitée (Jahns (1987); Capitan (2009)). Lorsque la puissance électrique disponible est fixée, par exemple par une alimentation ou une électronique de puissance donnée, le moteur IPM permet de maintenir une puissance mécanique quasi constante sur une large plage de vitesses. Cela se traduit par un couple élevé à basse vitesse, suivi d'une diminution progressive du couple lorsque la vitesse augmente, sans chute brutale des performances. À l'inverse, un moteur à aimants en surface voit ses performances se dégrader rapidement dès que la vitesse nominale est atteinte.

Un autre avantage important du moteur IPM est la contribution du couple de réluctance (Ge (2016)). Le couple total produit par un moteur IPM est la somme du couple électromagnétique lié aux aimants permanents et du couple de réluctance dû à la salience du rotor. Ce second terme est quasi inexistant dans un moteur à aimants en surface. À courant équivalent dans le stator, le moteur IPM peut donc produire davantage de couple, ce qui améliore directement la densité de couple et l'efficacité globale du système.

Le moteur IPM offre également une plus grande liberté dans le compromis entre couple et vitesse maximale. Dans un moteur à aimants en surface, la constante de couple est directement liée à la constante de force contre-électromotrice, ce qui impose un choix difficile entre un moteur coupleux mais lent ou rapide mais peu coupleux. Grâce à l'affaiblissement de champ et à la salience, le moteur IPM permet de partiellement découpler ces deux paramètres. Il devient alors possible de concevoir un moteur avec une constante de couple élevée tout en conservant une vitesse maximale importante.

Sur le plan mécanique, le rotor à aimants enterrés présente une robustesse accrue (Hwang, Han, Kim & Cha (2018); Schmid, Schrödl & van Heyden (2021)). Les aimants, insérés à l'intérieur du rotor, sont mieux maintenus face aux forces centrifuges générées à haute vitesse. Cela réduit les risques de décollement, de fissuration ou de démagnétisation liés aux contraintes mécaniques et thermiques. Cette robustesse rend le moteur IPM particulièrement adapté aux applications à haute vitesse, aux cycles dynamiques sévères et aux environnements industriels exigeants.

Enfin, du point de vue produit et système, le moteur IPM constitue un levier de différenciation important. À encombrement identique, il permet d'atteindre des performances supérieures en termes de couple, de vitesse et de plage d'utilisation. Cela peut se traduire par un produit capable de couvrir un plus grand nombre d'applications ou de marchés sans modification majeure de l'architecture mécanique ou électronique. Dans un contexte industriel, cette polyvalence représente un avantage stratégique en termes de coûts, de flexibilité et de compétitivité.

En résumé, le moteur IPM se distingue par une plage couple–vitesse élargie, une exploitation efficace de l'affaiblissement de champ, une meilleure utilisation d'une puissance électrique

limitée, une densité de couple supérieure et une robustesse mécanique accrue. Ces caractéristiques en font une solution particulièrement pertinente pour les applications compactes et performantes, où les moteurs à aimants en surface atteignent rapidement leurs limites.

5.3 Conception du moteur IPM

La motivation principale de ce travail est la conception d'un moteur à aimants permanents enterrés (IPM) d'un diamètre de l'ordre de 60 mm, comparable à celui des moteurs PMSM commerciaux et compatible avec les contraintes d'intégration propres aux applications robotiques (Lee *et al.* (2023)). Or, les moteurs IPM rapportés dans la littérature et disponibles dans le commerce présentent généralement des diamètres supérieurs à 120 mm (Hwang *et al.* (2018)), tandis que les rares travaux portant sur des IPM de très petite taille se limitent principalement à des micro-moteurs, typiquement éloignés des exigences en couple des applications robotiques (Pang, Shi, Chang, Huang & Bui (2021)).

Dimensionnement et choix du moteur

Parmi les différentes architectures de moteurs IPM, nous avons retenu une configuration de type "spoke". Deux raisons principales ont motivé ce choix. Premièrement, le plus petit moteur IPM rapporté dans la littérature est basé sur une architecture spoke (Pang *et al.* (2021)). Deuxièmement, l'un des objectifs de ce travail est de mener une étude comparative entre un moteur IPM et un moteur à aimants en surface (SM), tel qu'un moteur BLDC. Dans cette optique, nous avons choisi de partir d'un design existant de moteur SM et d'y concevoir un rotor IPM compatible, permettant une comparaison directe à géométrie équivalente.

Le moteur retenu comme base d'étude est un moteur fréquemment utilisé dans la recherche académique (Lee *et al.* (2023)), à savoir le RI50 de T-Motor CubeMars (Cubemars (2023)). Ce choix s'explique par le fait que ces moteurs dits *frameless* facilitent le développement d'actionneurs personnalisés, en permettant une intégration mécanique et thermique optimisée autour du moteur.

Validation par simulation

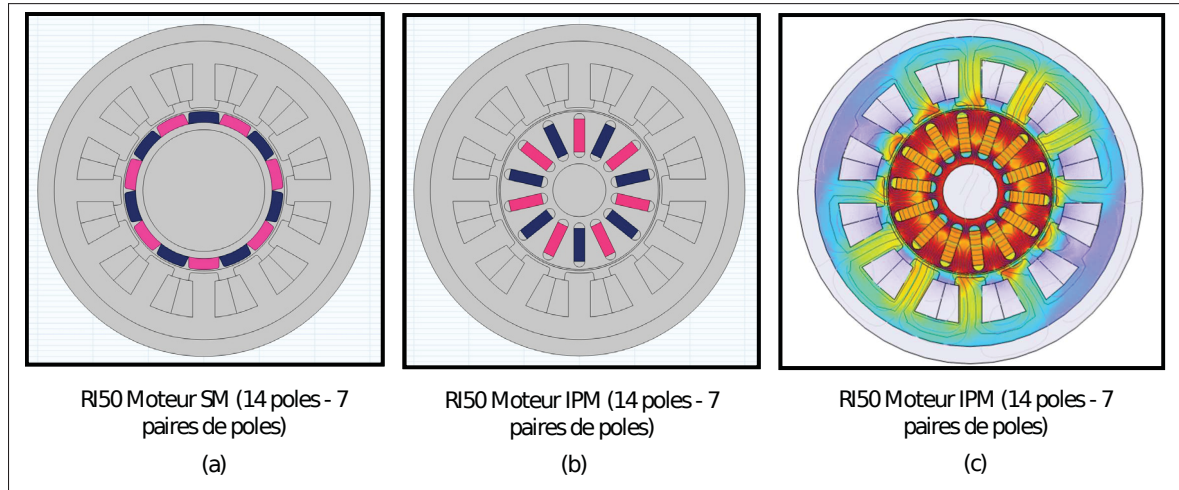


Figure 5.1 Géométrie du moteur SM (a) et IPM (b) utilisées pour la simulation par éléments finis, ainsi que le résultat de la simulation de la distribution du champ magnétique du moteur IPM

Une fois les moteurs choisis, nous avons utilisé un outil de simulation par éléments finis (Fig. 5.1) (COMSOL Multiphysics 5.6 et 6.0) afin de modéliser les moteurs et de vérifier que le choix du nombre de pôles est bien adapté au bobinage du stator. Une manière simple de valider cette adéquation consiste à simuler le couple produit lorsque un courant continu est injecté dans deux des trois phases du moteur, puis à observer le profil du couple sur un angle mécanique correspondant à une paire de pôles. Le couple obtenu doit alors présenter une forme sinusoïdale, caractéristique des moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM) (Miller (1989)).

Dans notre cas, le nombre de paires de pôles du moteur est de sept, tant pour le moteur à aimants en surface que pour le moteur IPM. La période mécanique correspondant à la rotation d'une paire de pôles est donc de 51.42° .

Une seconde évaluation par éléments finis consiste à simuler le couple électromagnétique du moteur en régime dynamique, lorsque le stator génère un champ magnétique rotatif entraînant la rotation du rotor. Dans ce cas, l'obtention d'un couple quasi constant est le signe d'une bonne compatibilité entre le bobinage du stator et le nombre de paires de pôles du rotor.

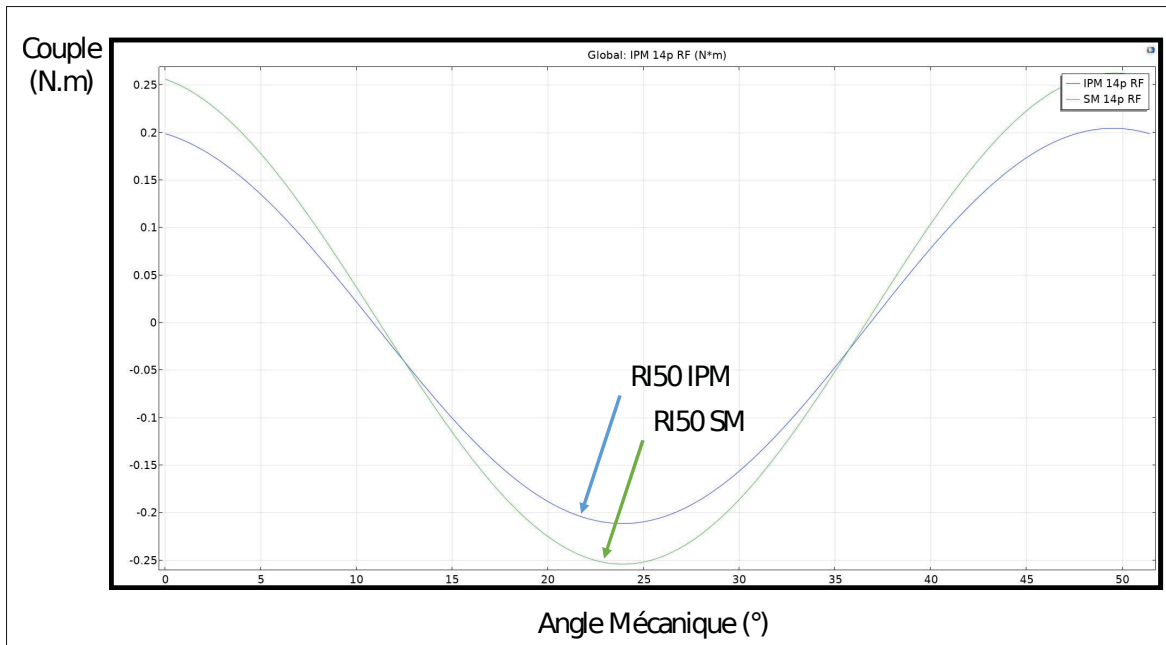


Figure 5.2 Profil de couple simulé par éléments finis des moteurs SM et IPM

Conception du moteur

Suite à la validation de la compatibilité du stator commercial RI50 avec un rotor IPM à aimants en spoke, nous avons procédé à la conception de deux moteurs strictement identiques en tous points, à l'exception du rotor. Le moteur résultant présente un diamètre extérieur de 72 mm et une hauteur de 45,5 mm. Ces dimensions sont cohérentes avec le requis initial consistant à rester proches de celles de moteurs couramment utilisés dans les applications robotiques, notamment pour la conception d'actionneurs de joints robotiques. Par ailleurs, ces moteurs opèrent à 24V. Les figures 5.4, 5.5, 5.6 montrent les différentes phases de la conception des deux moteurs. Les deux moteurs sont pilotés par une commande vectorielle et, dans le cas du moteur IPM, un affaiblissement de champ est appliqué afin d'augmenter la plage de vitesse du moteur.

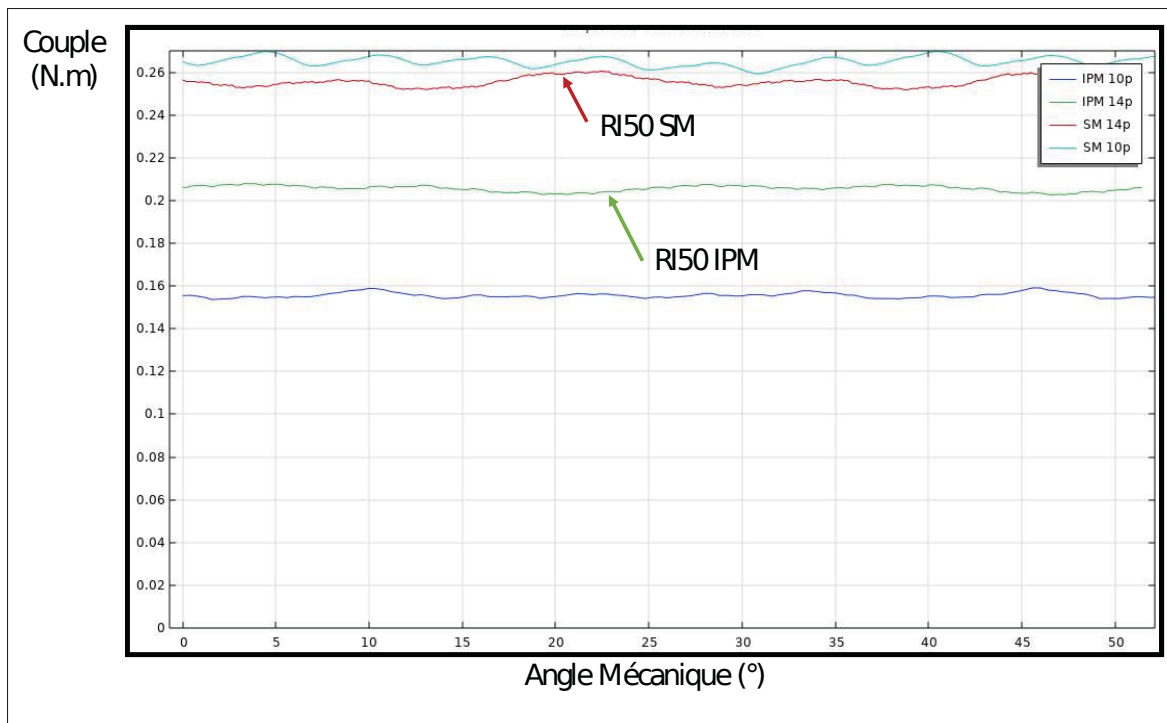


Figure 5.3 Profil de couple simulé par éléments finis des moteurs SM et IPM

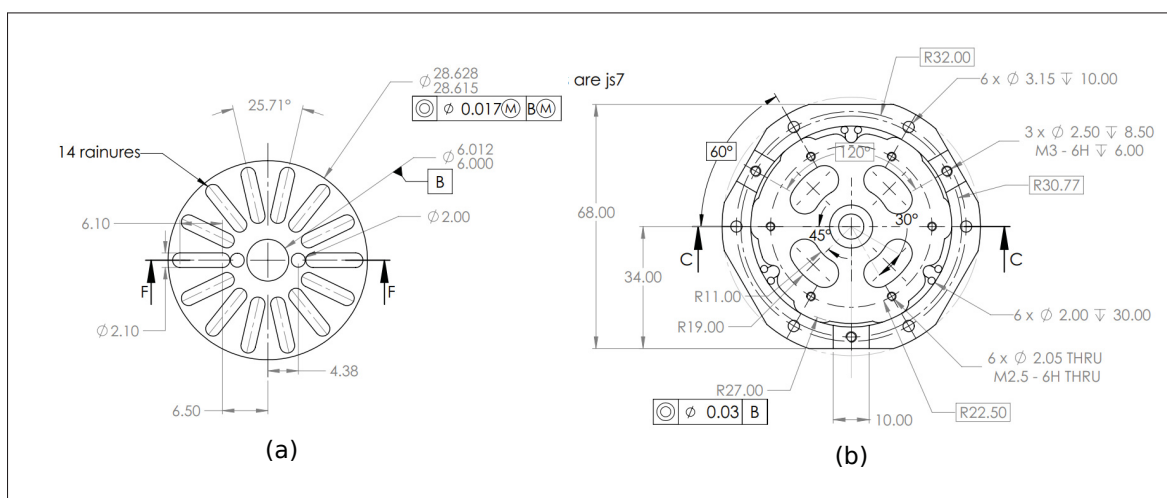


Figure 5.4 Dimensions du moteur IPM développé

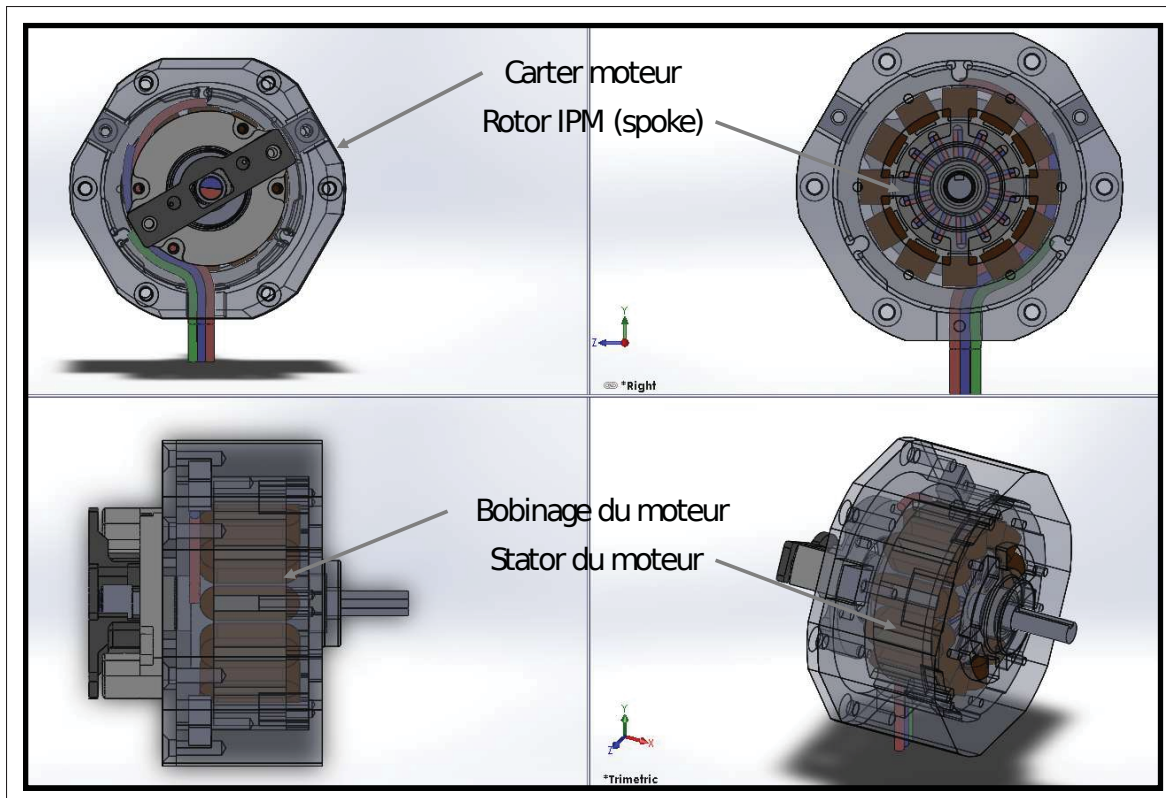


Figure 5.5 Représentation 3D du moteur IPM développé

5.4 Résultats

Les moteurs ont été évalués sur un banc d'essai dynamométrique, comme illustré à la figure 5.8, afin de mesurer le couple et la vitesse maximale de rotation. Les résultats de ce test sont présentés à la figure 5.7. On observe une extension significative de la vitesse maximale produite par le moteur IPM. La vitesse maximale du moteur SM est de 129 rad/s, tandis que celle du moteur IPM atteint 262 rad/s, soit environ le double de la vitesse du moteur SM.

Par ailleurs, on observe que le couple produit par le moteur IPM est environ 30% plus faible que celui du moteur SM. Cette différence de couple était attendue. Les simulations par éléments finis ont montré une réduction de couple de 22%. Cette réduction de couple est intrinsèque aux moteurs de type spoke, car les aimants du rotor sont positionnés plus loin de l'entrefer, ce qui entraîne une intensité de flux plus faible dans l'entrefer.

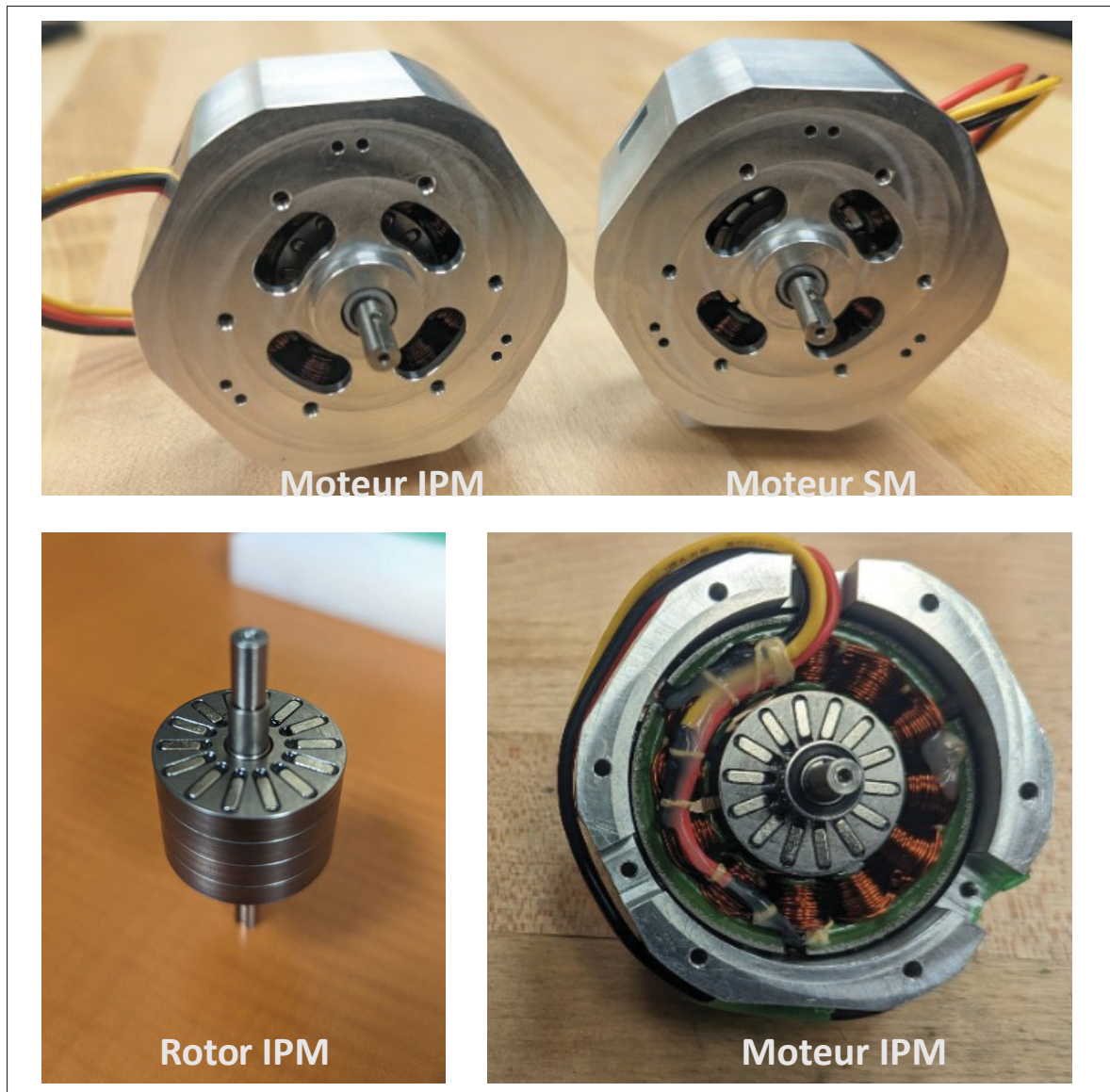


Figure 5.6 Moteurs IPM et SM après assemblage

L'écart entre les résultats de simulation et les mesures expérimentales s'explique principalement par le fait que la simulation avait pour seul objectif de vérifier le couplage et la compatibilité magnétique entre le stator, son bobinage, ainsi que l'agencement et le choix du nombre de pôles du moteur de type spoke.

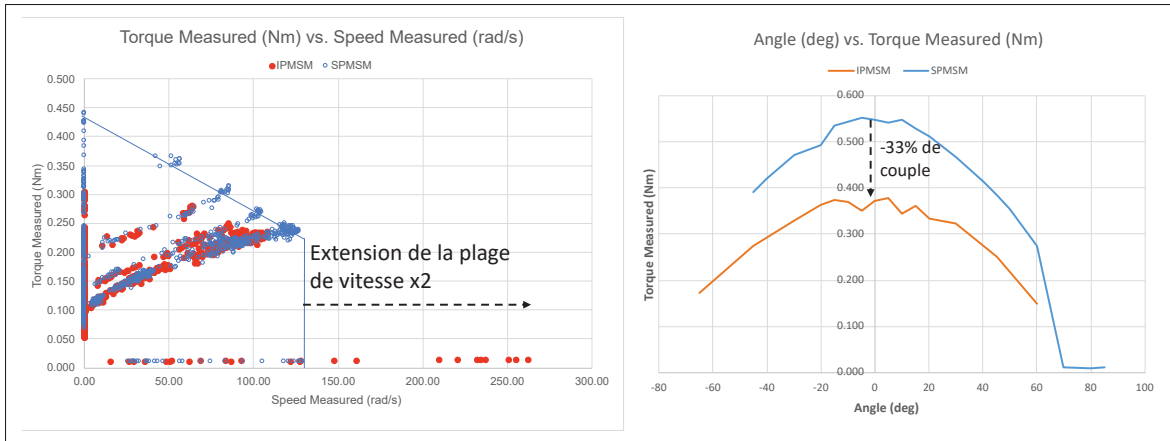


Figure 5.7 Courbes comparatives de vitesse et de couple des moteurs SM et IPM

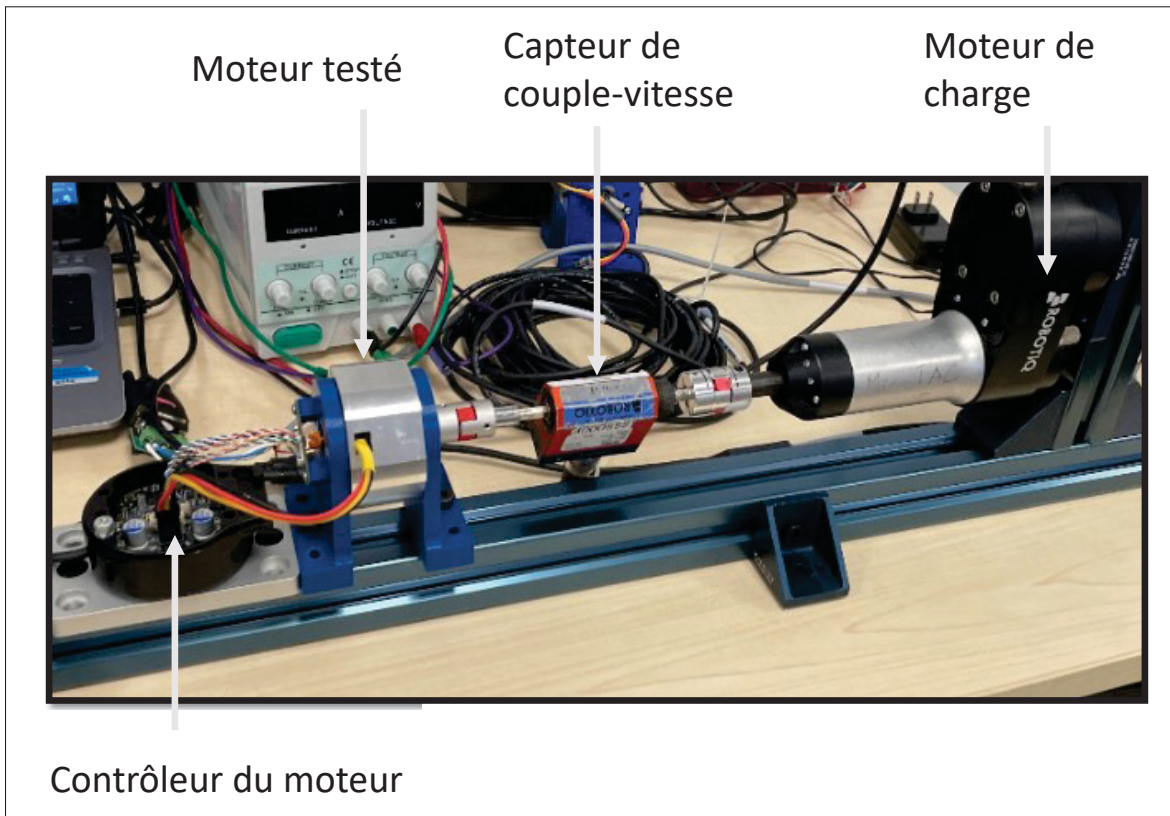


Figure 5.8 Banc de test moteur utilisé pour mesurer le couple et vitesse des moteurs IPM et SM

5.5 Conclusion

Ce chapitre a exploré l'intégration d'un moteur synchrone à aimants enterrés (IPM) comme alternative aux moteurs à aimants en surface pour des applications robotiques nécessitant une large plage de fonctionnement couple–vitesse. L'intérêt principal du moteur IPM repose sur sa capacité à étendre la vitesse maximale grâce à sa topologie de rotor et à l'utilisation d'une commande vectorielle avec affaiblissement de champ, tout en conservant une architecture globale comparable à celle d'un moteur SM.

Les simulations par éléments finis ont permis de valider la conception électromagnétique du moteur IPM et de comparer ses performances à celles du moteur SM. Les résultats expérimentaux confirment une extension de la vitesse maximale, passant de 129 rad/s pour le moteur SM à 262 rad/s pour le moteur IPM. Toutefois, cette augmentation de vitesse s'accompagne d'une réduction du couple d'environ 30%, cohérente avec les simulations, et intrinsèque à la topologie spoke, dans laquelle les aimants sont positionnés plus loin de l'entrefer.

Certaines limitations importantes ont néanmoins été observées. Bien que l'élargissement de la plage de vitesse soit mesuré sur ce prototype, le couple produit à ces vitesses élevées demeure très faible, ce qui limite l'utilisabilité réelle de cette amélioration dans un contexte applicatif. Cette observation est attribuée à une combinaison d'un nombre de pôles trop élevé, réduisant la salience du moteur et l'efficacité de l'affaiblissement de champ, ainsi qu'aux limites de résolution du banc d'essai pour la mesure de faibles couples. Par ailleurs, le prototype ne présentait pas une robustesse mécanique suffisante pour un fonctionnement prolongé au-delà de 200 rad/s. Les vibrations importantes observées à haute vitesse ont entraîné une démagnétisation significative des aimants du rotor, estimée à environ 30%.

Malgré ces limitations, les résultats démontrent que les principes de fonctionnement d'un moteur IPM sont applicables à des dimensions compatibles avec les contraintes robotiques et motivent une étude plus approfondie de cette architecture. Afin d'améliorer le couple disponible à haute vitesse, des variantes de moteurs IPM de type *V-shape* sont envisagées, celles-ci permettant

d'augmenter la salience du moteur et, par conséquent, d'améliorer l'efficacité de l'affaiblissement de champ.

Enfin, ce travail a été réalisé en collaboration avec Robotiq Inc. La contribution de l'auteur porte sur la conception complète du moteur IPM, incluant le choix des composants, la validation par simulation, la conception mécanique et les essais électriques. La contribution de Robotiq Inc. s'est principalement concentrée sur le développement du contrôle et la réalisation des expérimentations sur le banc d'essai. Ces résultats constituent une première étape exploratoire et mettent en évidence les axes d'amélioration nécessaires pour rendre ce type de moteur pleinement exploitable en robotique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Problématique et contexte de la recherche

Les actionneurs robotiques actuels souffrent de limitations fondamentales qui se manifestent particulièrement dans les régimes basse vitesse / fort couple, typiques de nombreuses tâches de manipulation ou de maintien d'effort. Lorsqu'un actionneur doit produire un couple statique, le moteur électromagnétique doit fournir un courant continu, ce qui entraîne des pertes énergétiques importantes, un échauffement rapide et, ultimement, des contraintes thermiques susceptibles d'endommager le bobinage ou les aimants. Pour compenser ce manque de couple, les systèmes actuels recourent généralement à des transmissions mécaniques, lesquelles introduisent à leur tour des pertes par friction, une inertie réfléchie élevée et une forte impédance qui dégradent la transparence mécanique et augmentent les forces d'impact en interaction physique.

Actuellement, aucun actionneur conventionnel ne permet d'obtenir simultanément un fort couple en régime statique, une faible consommation énergétique, une interaction sûre, un haut rendement, et une bonne transparence mécanique. Ces compromis structurels limitent la performance et la sécurité des robots modernes, en particulier dans les environnements collaboratifs. Ce constat constitue la problématique centrale de la thèse et motive l'exploration d'une nouvelle approche basée sur un actionneur à aimants permanents programmables (PPM), capable de générer un couple sans alimentation continue et d'offrir une alternative aux limites des architectures traditionnelles.

Objectifs et démarche adoptée

L'objectif principal de cette thèse était de concevoir un actionneur à aimants permanents programmables (PPM) capable de produire un couple significativement plus élevé que les architectures existantes, tout en demeurant compact, léger et particulièrement efficace sur le plan énergétique. Étant donné que le PPM constitue une technologie d'actionnement émergente, il n'existait pas encore de cadre théorique complet permettant d'en guider la conception de manière holistique.

Pour combler cette lacune, la démarche adoptée dans cette thèse s'articule autour de trois axes :

1. identifier et caractériser les leviers fondamentaux d'amélioration du PPM, tant au niveau du circuit magnétique que du circuit de magnétisation ;
2. développer une méthodologie de conception systématique permettant d'optimiser simultanément l'arrangement de Halbach, les propriétés des aimants, les contraintes de magnétisation et les performances mécaniques attendues.
3. concevoir et réaliser un nouvel actionneur à aimants permanents programmables à couple renforcé, puis **valider expérimentalement ses performances** par son intégration dans une pince destinée à la robotique collaborative, afin d'évaluer son intérêt en termes d'efficacité énergétique, de sécurité et de performances mécaniques.

Principaux résultats et contributions

- Ce travail a conduit à la définition d'une **méthodologie complète de mise à l'échelle pour la conception de circuits compacts d'impulsions de courant** à haute intensité dédiés à la magnétisation. Cette approche permet de déterminer de manière holistique les paramètres des composants essentiels du circuit, incluant la bobine (N , AWG, R , L), la banque de condensateurs (C , V_c) et le système de commutation. Par ailleurs, **l'élément central gouvernant la conception du circuit de magnétisation est le facteur d'amortissement, défini par R , L et C , dont la minimisation est nécessaire afin de réduire l'énergie requise pour la génération du champ de magnétisation.** Les résultats du chapitre 3 montrent par ailleurs que cette démarche est fortement contrainte par les technologies disponibles sur le marché, ce qui a conduit à la proposition d'une **stratégie de sélection des composants** adaptée.
- Les résultats expérimentaux montrent que le nouveau PPM conçu dans ce projet de recherche, est capable de produire **70 % de couple supplémentaire** par rapport aux conceptions précédentes de la littérature.
- J'ai conçu et intégré ce PPM au sein d'une pince industrielle et cela a permis de valider ses apports au niveau système. La pince développée démontre une **force de préhension programmable**, un **maintien passif du couple statique sans consommation d'énergie**,

ainsi qu'un **actionnement rapide**. La présence d'une **compliance passive et programmable**, associée à un profil force–déflexion contrôlable, met en évidence un **gain significatif en sécurité pour la robotique collaborative**, notamment lors d'interactions homme–robot ou en cas de perte d'alimentation.

- J'ai expérimentalement caractérisé le système magnétique de halbach pour mettre en évidence :
 - la **quantification expérimentale du champ démagnétisant** au sein d'un arrangement de Halbach programmable ;
 - les **conditions d'apparition de l'atténuation de l'impulsion de courant** lors de la magnétisation ;
 - une **première réponse à la problématique de la détermination de la géométrie des aimants** dans le contexte du PPM ;
 - le **compromis entre le gain en couple et l'énergie nécessaire à la magnétisation** pour des aimants de forte rémanence utilisés dans le PPM.
- J'ai conduit une étude comparative entre un moteur à aimants permanents enterrés (IPM) de type *spoke* et un moteur synchrone à aimants en surface (SM) afin d'explorer la possibilité d'utiliser un moteur IPM dans des applications robotiques.
 - J'ai conçu deux moteurs de géométrie équivalente à partir d'une étude par éléments finis afin de valider le couplage magnétique entre le stator et le rotor.
 - Les résultats expérimentaux mettent en évidence une extension d'environ un facteur deux de la vitesse maximale du moteur IPM par rapport au moteur à aimants en surface, ainsi qu'une diminution du couple d'environ 30%, en accord avec les simulations et intrinsèque à la topologie IPM de type *spoke*.

Limites du travail

La reprogrammation du PPM requiert des impulsions de courant très élevées, ce qui impose des contraintes importantes sur la conception du circuit de magnétisation et sur les composants électroniques utilisés, notamment les interrupteurs de puissance et les condensateurs haute

tension. Par ailleurs, l'augmentation du couple demeure limitée par les propriétés des matériaux magnétiques et par les capacités des technologies électroniques actuelles.

Le prototype IPM développé présente une performance limitée du couple à haute vitesse, ce qui restreint l'intérêt pratique de l'extension de la plage de vitesse obtenue. De plus, la robustesse mécanique du rotor s'est révélée insuffisante pour un fonctionnement prolongé à haute vitesse, entraînant une démagnétisation partielle des aimants.

Recherche futures

La poursuite de ces travaux devrait viser à établir une méthodologie de conception plus globale du PPM, intégrant à la fois les contraintes du circuit magnétique, l'intégration de la bobine et les effets de démagnétisation. Les résultats expérimentaux obtenus sur l'atténuation du courant pourraient également servir de base à l'élaboration d'une véritable stratégie de commande en position et en couple.

Les caractéristiques complémentaires du PPM et des actionneurs électromagnétiques conventionnels ouvrent la voie à des architectures hybrides, où le PPM assurerait le maintien statique tandis qu'un moteur électrique prendrait en charge la dynamique. Une telle approche pourrait lever plusieurs limitations actuelles des systèmes d'actionnement en robotique.

Enfin, les travaux futurs sur l'exploration des moteurs IPM pourraient porter sur la conception de topologies de rotor IPM de type *V-shape* afin d'améliorer la salience du moteur et de permettre une mise en œuvre plus efficace de l'affaiblissement de champ.

Conclusion générale

Les actionneurs à aimants permanents programmables représentent une avenue particulièrement prometteuse pour les applications robotiques où la production de couple statique joue un rôle central. Avec l'essor récent de la robotique humanoïde commerciale, cette technologie gagne en pertinence et en potentiel d'adoption. Le travail présenté dans cette thèse constitue une base de

connaissances fondamentale permettant de poursuivre l'exploration et le développement de ces actionneurs, tout en facilitant leur conception et leur intégration dans des systèmes robotiques avancés.

BIBLIOGRAPHIE

- Aghili, F., Buehler, M. & Hollerbach, J. M. (1998). Torque Ripple Minimization in Direct-Drive Systems. *Proceedings of the 1998 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2, 794–799. doi : 10.1109/IROS.1998.727294.
- Angle, M. G., Lang, J. H., Kirtley, J. L., Kim, S. & Otten, D. (2017, 05). Optimization of Surface-Mount Permanent Magnet Synchronous Machines for Low Duty-Cycle, High-Torque Applications. *Proceedings of the 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1–6. doi : 10.1109/IEMDC.2017.8002291.
- Atkeson, C. G., Benzun, P. B., Banerjee, N., Berenson, D., Bove, C. P., Cui, X., DeDonato, M., Du, R., Feng, S., Franklin, P. et al. (2018). What happened at the DARPA robotics challenge finals. Dans *The DARPA robotics challenge finals : Humanoid robots to the rescue* (pp. 667–684). Springer.
- Bekiroglu, Y., Song, D., Wang, L. & Kragic, D. (2013). A probabilistic framework for task-oriented grasp stability assessment. 3040–3047. doi : 10.1109/ICRA.2013.6630999. ISSN : 1050-4729.
- Bélangier-Barrette, M. (2020a). Is the Robotiq Gripper Collaborative? Repéré le 2020-01-11 à <https://blog.robotiq.com/is-the-robotiq-gripper-collaborative>.
- Bélangier-Barrette, M. (2020b). Robotiq Adaptive Robot Gripper – New and Enhanced Features. Repéré le 2020-01-01 à <https://blog.robotiq.com/adaptive-robot-gripper-new-and-enhanced-features-robotiq>.
- Bélangier-Barrette, M. (2020c). How to Use Object Detection with Robotiq’s Adaptive Grippers? Repéré le 2020-01-01 à <https://blog.robotiq.com/bid/71940/How-to-Use-Object-Detection-with-Robotiq-s-Adaptive-Grippers>.
- Bicchi, A. (1994). On the form-closure property of robotic grasping. *IFAC Proceedings Volumes*, 27(14), 219–224. doi : 10.1016/S1474-6670(17)47318-6.
- Bloss, R. (2016). Collaborative robots are rapidly providing major improvements in productivity, safety, programming ease, portability and cost while addressing many new applications. *Industrial Robot : An International Journal*, 43(5), 463–468.
- Bogue, R. (2016). Europe continues to lead the way in the collaborative robot business. *Industrial Robot : An International Journal*, 43(1), 6–11.
- Boisclair, J., Richard, P.-L., Laliberte, T. & Gosselin, C. (2016). Gravity compensation of robotic manipulators using cylindrical Halbach arrays. *Ieee/asmе transactions on mechatronics*, 22(1), 457–464.

- Bowtell, R. & Robyr, P. (1998). Multilayer Gradient Coil Design. *Journal of Magnetic Resonance*, 131(2), 286–294. doi : 10.1006/jmre.1998.1369.
- Brassitos, E., Mavroidis, C. & Weinberg, B. (2013). The gear bearing drive : a novel compact actuator for robotic joints. *International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, 55942, V06BT07A020.
- Capitan, C. (2009). *Torque Control in Field Weakening Mode*. (M.Sc. Thesis, Aalborg University, Institute of Energy Technology, Aalborg, Denmark). Repéré à Project on torque control of an interior permanent magnet synchronous motor in field weakening, with Field Oriented Control considering inverter limits and current controller dynamics.
- Chemweno, P., Pintelon, L. & Decre, W. (2020). Orienting safety assurance with outcomes of hazard analysis and risk assessment : A review of the ISO 15066 standard for collaborative robot systems. *Safety Science*, 129, 104832.
- Chossat, J., Maslyczyk, A., Lavertu, J. & Duchaine, V. (2018). The Programmable Permanent Magnet Actuator : A Paradigm Shift in Efficiency for Low-Speed Torque-Holding Robotic Applications. 3(3), 1751–1758. doi : 10.1109/LRA.2018.2803815.
- Cubemars. [Frameless inrunner torque motor intended for robotic and direct-drive applications; high torque density, low cogging, and suitability for custom stator–rotor integration]. (2023). RI50 KV100 Frameless Inrunner Torque Motor. Repéré à Productdatasheetandmanufacturerspecifications.
- Cullity, B. D. & Graham, C. D. (2008). *Introduction to Magnetic Materials* (éd. 2nd). John Wiley & Sons.
- De, A., Lynch, G., Johnson, A. & Koditschek, D. (2011, 04). Motor sizing for legged robots using dynamic task specification. *2011 IEEE Conference on Technologies for Practical Robot Applications*, pp. 64–69. doi : 10.1109/TEPRA.2011.5753483.
- De Santis, A., Siciliano, B., De Luca, A. & Bicchi, A. (2008). An atlas of physical human–robot interaction. *Mechanism and Machine Theory*, 43(3), 253–270.
- Dresscher, D., de Vries, T. J. A. & Stramigioli, S. (2016, 07). Motor-gearbox selection for energy efficiency. *2016 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, pp. 669–675. doi : 10.1109/AIM.2016.7576845.
- Fabisch, A., Petzoldt, C., Otto, M. & Kirchner, F. (2019). *A Survey of Behavior Learning Applications in Robotics–State of the Art and Perspectives*.

- Fauteux, P., Lauria, M., Legault, M., Heintz, B. & Michaud, F. (2009, 07). Dual differential rheological actuator for robotic interaction tasks. *2009 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 47–52. doi : 10.1109/AIM.2009.5230039.
- Fauteux, P., Lauria, M., Heintz, B. & Michaud, F. (2010). Dual-differential rheological actuator for high-performance physical robotic interaction. *IEEE Transactions on Robotics*, 26(4), 607–618.
- Ge, H. (2016). *Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Machines with Reluctance Torque : Inductance-Based Methodology for Comprehensive Analysis, Design, and Control*. (Ph.D. Dissertation, McMaster University, Hamilton, Ontario, Canada).
- Gieras, J. F. (2009). *Permanent Magnet Motor Technology : Design and Applications* (éd. 3rd). Boca Raton, FL, USA : CRC Press.
- Gilpin, K., Knaian, A. & Rus, D. (2010). Robot pebbles : One centimeter modules for programmable matter through self-disassembly. *2010 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 2485–2492.
- Gouda, E., Mezani, S., Baghli, L. & Rezzoug, A. (2010). Comparative study between mechanical and magnetic planetary gears. *IEEE transactions on magnetics*, 47(2), 439–450.
- Guglielmino, E., Hanzl, R., Hanzlová, I. & Caldwell, D. G. (2013). Design, Development and Scaling Analysis of a Variable Stiffness Magnetic Torsion Spring. *Smart Materials and Structures*, 22(10), 105021.
- Haddadin, S. & Croft, E. (2016). Physical human–robot interaction. Dans *Springer handbook of robotics* (pp. 1835–1874). Springer.
- Haddadin, S., Albu-Schäffer, A. & Hirzinger, G. (2007). Safety evaluation of physical human-robot interaction via crash-testing. *Robotics : Science and systems*, 3, 217–224.
- Haddadin, S., Albu-Schaffer, A. & Hirzinger, G. (2008a). The role of the robot mass and velocity in physical human-robot interaction-Part I : Non-constrained blunt impacts. *2008 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1331–1338.
- Haddadin, S., Albu-Schäffer, A. O., De Luca, A. & Hirzinger, G. (2008b). Evaluation of collision detection and reaction for a human-friendly robot on biological tissues.

- Haddadin, S., Abu-Schäffer, A. & Hirzinger, G. (2009). Requirements for safe robots : Measurements, analysis and new insights. *The International Journal of Robotics Research*, 28(11-12), 1507–1527.
- Halbach, K. (1980). Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. *Nuclear instruments and methods*, 169(1), 1–10.
- Hanselman, D. C. (2003). *Brushless Permanent Magnet Motor Design* (éd. 2nd). Cranston, Rhode Island, USA : The Writers' Collective.
- Higashi, Y., Akahori, S., Masuda, A. & Takeuchi, K. (2016). Verification of an EPM system for an Aerial Inspection Robot and Close-up Image Shooting. *Advanced Experimental Mechanics*, 1(0), 179–184. doi : 10.11395/aem.1.0_179.
- Hughes, J., Culha, U., Giardina, F., Guenther, F., Rosendo, A. & Iida, F. (2016). Soft manipulators and grippers : a review. *Frontiers in Robotics and AI*, 3, 69.
- Hwang, M.-H., Han, J.-H., Kim, D.-H. & Cha, H.-R. (2018). Design and Analysis of Rotor Shapes for IPM Motors in EV Power Traction Platforms. *Energies*, 11(10), 2601. Comparative analysis of five interior permanent magnet (IPM) rotor shapes for electric vehicle traction platforms, assessing torque, torque ripple, efficiency, and back-EMF.
- Ishida, T. & Takanishi, A. (2006, 06). A Robot Actuator Development With High Backdrivability. *2006 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, pp. 1–6. doi : 10.1109/RAMECH.2006.252631.
- Ito, Y., Nozawa, S., Urata, J., Nakaoka, T., Kobayashi, K., Nakanishi, Y., Okada, K. & Inaba, M. (2014, 05). Development and verification of life-size humanoid with high-output actuation system. *2014 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 3433–3438. doi : 10.1109/ICRA.2014.6907353.
- Jahns, T. M. (1987). Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23(4), 681–689. Seminal paper on flux-weakening control strategies for interior permanent-magnet synchronous motor drives, describing methods to extend constant-power operating range and address voltage and current limitations.
- Jewell, G. W. (1999). *The Computer-Aided Design and Analysis of Impulse Magnetizing Fixtures*. (Ph.D. Thesis, The University of Sheffield).
- Jia, H., Wang, X. & Sun, Z. (2014, 08). Variable flux memory motors : A review. *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pp. 1–6. doi : 10.1109/ITEC-AP.2014.6940781.

- Jiles, D. (1991). *Introduction to Magnetism and Magnetic Materials, First Edition* (éd. 1st). Chapman & Hall.
- Kadir, B. A., Broberg, O., Souza da Conceição, C. et al. (2018). Designing human-robot collaborations in industry 4.0 : explorative case studies. *DS 92 : Proceedings of the DESIGN 2018 15th International Design Conference*, pp. 601–610.
- Kahourzade, S., Mahmoudi, A., Ping, H. W. & Uddin, M. N. (2014). A comprehensive review of axial-flux permanent-magnet machines. *Canadian journal of electrical and computer engineering*, 37(1), 19–33.
- Kaur, M. & Kim, W. S. (2019). Toward a smart compliant robotic gripper equipped with 3D-designed cellular fingers. *Advanced Intelligent Systems*, 1(3), 1900019.
- Kenneally, G., De, A. & Koditschek, D. E. (2016). Design principles for a family of direct-drive legged robots. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 1(2), 900–907.
- Khanna, V. K. (2003). *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) : Theory and Design*. John Wiley & Sons.
- Kim, B.-S. & Song, J.-B. (2011). Object grasping using a 1 DOF variable stiffness gripper actuated by a hybrid variable stiffness actuator. *2011 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 4620–4625. doi : 10.1109/ICRA.2011.5979864.
- Knaian, A. N. A. N. (2010a). *Electropermanent magnetic connectors and actuators : devices and their application in programmable matter*. (Thesis, Massachusetts Institute of Technology). Repéré à <http://dspace.mit.edu/handle/1721.1/60151>.
- Knaian, A. N. (2010b). *Electropermanent magnetic connectors and actuators : devices and their application in programmable matter*. (Thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology).
- Kollmorgen corporation. (2017). KBM Series Frameless. Repéré le 2019-12-19 à <https://www.kollmorgen.com/en-us/products/motors/direct-drive/kbm-series-frameless/>.
- Komiyama, H. & Uchimura, Y. (2013). Contactless magnetic gear for robot control application. *Electrical Engineering in Japan*, 184(4), 32–41.
- Kustarev, V. (2025). Coil Inductance Calculators. Repéré à <https://coil32.net/online-calculators.html>.

- Le, T.-H.-L., Maslyczyk, A., Roberge, J.-P. & Duchaine, V. (2017). A highly sensitive multimodal capacitive tactile sensor. *2017 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 407-412. doi : 10.1109/ICRA.2017.7989053.
- Lee, U. H., Pan, M. & Kim, S. (2019). Empirical Characterization of a High-performance Exterior-Rotor Type Brushless DC Motor and Drive. *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 8967–8972.
- Lee, U. H., Shepherd, T., Kim, S., De, A., Su, H., Gregg, R., Mooney, L. & Rouse, E. (2023). *How to Model Brushless Electric Motors for the Design of Lightweight Robotic Systems*. Tutorial-style paper presenting governing equations and modeling techniques for brushless electric motors to support design of high-performance systems.
- Lehr, J. & Ron, P. (2017). *Foundations of Pulsed Power Technology* (éd. 1st). Wiley-IEEE Press.
- Mallinson, J. (2003). One-sided fluxes—A magnetic curiosity? *IEEE Transactions on magnetics*, 9(4), 678–682.
- Marvel, J. A., Falco, J. & Marstio, I. (2014). Characterizing task-based human–robot collaboration safety in manufacturing. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems*, 45(2), 260–275.
- Matthias, B., Kock, S., Jerregard, H., Kallman, M., Lundberg, I. & Mellander, R. (2011). Safety of collaborative industrial robots : Certification possibilities for a collaborative assembly robot concept. *2011 IEEE International Symposium on Assembly and Manufacturing (ISAM)*, pp. 1–6.
- Memar, A. H. & Esfahani, E. T. (2019a). A Robot Gripper with Variable Stiffness Actuation for Enhancing Collision Safety. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1–1. doi : 10.1109/TIE.2019.2938475.
- Memar, A. H. & Esfahani, E. T. (2019b). A robot gripper with variable stiffness actuation for enhancing collision safety. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(8), 6607–6616.
- Miller, T. J. E. (1989). *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*. Oxford, UK : Oxford University Press.
- Moghaddam, M. M. & Goldenberg, A. A. (1997, 04). Robustness and performance trade-offs in torque control of robots with harmonic drive transmission. *Proceedings of the International Conference on Robotics and Automation*, 3, 2365–2370. doi : 10.1109/ROBOT.1997.619315.

- Morrell, J. B. (1996). *Parallel coupled micro-macro actuators*. (Thesis, Massachusetts Institute of Technology). Repéré à <https://dspace.mit.edu/handle/1721.1/11222>.
- Mushid, F. C. & Dorrell, D. G. (2017, 04). Review of axial flux induction motor for automotive applications. *2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, pp. 146–151. doi : 10.1109/WEMDCD.2017.7947738.
- Ochoa-Cardenas, F. & Dodd, T. J. (2015). Design of a Continuously Varying Electro-Permanent Magnet Adhesion Mechanism for Climbing Robots. Dans *Towards Autonomous Robotic Systems. TAROS 2015* (vol. 9287, pp. 192–197). Springer, Cham. doi : 10.1007/978-3-319-22416-9\23.
- O’Handley, R. C. (1999). *Modern Magnetic Materials : Principles and Applications*. John Wiley & Sons (Wiley-Interscience).
- Ostovic, V. (2003). Memory motors. *IEEE Industry Applications Magazine*, 9(1), 52–61.
- Owen, T. (1988). *Direct Drive Robots : Theory And Practice*, by Haruhiko Asada and Kamal Youcef-Toumi The MIT Press, Massachusetts, 1987 (£26.95). *Robotica*, 6(1), 88–88. doi : 10.1017/S0263574700003829.
- Pang, D.-C., Shi, Z.-J., Chang, Y.-H., Huang, H.-C. & Bui, G.-T. (2021). Investigation of an Interior Micro Permanent Magnet Synchronous Motor. *Energies*, 14(14), 4172. Study on the design, fabrication, and performance comparison of micro interior permanent magnet synchronous motors with different rotor topologies.
- Patterson, D. J., Colton, J. L., Mularcik, B., Kennedy, B. J., Camilleri, S. & Rohoza, R. (2009, 05). A comparison of radial and axial flux structures in electrical machines. *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1029–1035. doi : 10.1109/IEMDC.2009.5075331.
- Philippi, A., Ates, S. & Stienen, A. H. A. (2014, 08). Relocating actuators towards a base frame does not improve weight and inertia characteristics in our upper-extremity exoskeleton. *5th IEEE RAS/EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechanics*, pp. 514–519. doi : 10.1109/BIOROB.2014.6913829.
- Radford, N. A. (2012). Analysis and design of a Variable Flux Memory Motor for a humanoid robot application. 1–97. Repéré à <https://docs.lib.purdue.edu/dissertations/AAI1529795>.
- Roberge, E. & Duchaine, V. (2017a). Detecting insertion tasks using convolutional neural networks during robot teaching-by-demonstration. *2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 3210–3216. doi : 10.1109/IROS.2017.8206154.

- Roberge, E. & Duchaine, V. (2017b). Detecting insertion tasks using convolutional neural networks during robot teaching-by-demonstration. *2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 3210-3216. doi : 10.1109/IROS.2017.8206154.
- Roberge, J.-P., Ruotolo, W., Duchaine, V. & Cutkosky, M. (2018). Improving Industrial Grippers With Adhesion-Controlled Friction. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 3(2), 1041-1048. doi : 10.1109/LRA.2018.2794618.
- Robotiq. (2020a). 2F-85 and 2F-140 Grippers. Repéré le 2020-01-11 à <https://robotiq.com/products/2f85-140-adaptive-robot-gripper>.
- Robotiq. (2020b). Hand-E Adaptive Gripper. Repéré le 2020-01-10 à <https://robotiq.com/products/hand-e-adaptive-robot-gripper>.
- Sahin, F. (2001). Design and development of a high-speed axial-flux permanent-magnet machine. Technische Universiteit Eindhoven.
- Salunkhe, O., Fager, P. & Fast-Berglund, Å. (2020). Framework for Identifying Gripper Requirements for Collaborative Robot Applications in Manufacturing. *IFIP International Conference on Advances in Production Management Systems*, pp. 655–662.
- Salviati, G., Iqbal, Z., Hussain, I., Prattichizzo, D. & Malvezzi, M. (2018). The co-gripper : a wireless cooperative gripper for safe human robot interaction. *2018 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 4576–4581.
- Schmid, H. C., Schrödl, M. & van Heyden, M. (2021). Design Space Analysis Including Experimental Verification for an Electrical Machine Based on a Parametric and Functional IPMSM Model. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(9), 7863–7873. Article presenting a parametric and functional IPMSM design space methodology with experimental verification and multi-criteria analysis.
- SCHUNK SE Co. KG. [Accessed : 2025-11-20]. (2025). EMH Magnetic Gripper – Electro-permanent magnetic gripper for energy-efficient handling of ferromagnetic workpieces with integrated electronics and feedback function. Repéré à https://schunk.com/ca/en/gripping-systems/magnetic-gripper/emh/c/PGR_4313?cspt0=tctc&cspc0=seriesTabComponent&csot0=downloads.
- Seok, S., Wang, A., Otten, D. & Kim, S. (2012, 10). Actuator design for high force proprioceptive control in fast legged locomotion. *2012 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 1970–1975. doi : 10.1109/IROS.2012.6386252.

- Seok, S., Wang, A., Chuah, M. Y., Otten, D., Lang, J. & Kim, S. (2013). Design principles for highly efficient quadrupeds and implementation on the MIT Cheetah robot. *2013 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3307-3312. doi : 10.1109/ICRA.2013.6631038.
- Seok, S., Wang, A., Chuah, M. Y., Hyun, D. J., Lee, J., Otten, D. M., Lang, J. H. & Kim, S. (2014). Design principles for energy-efficient legged locomotion and implementation on the MIT cheetah robot. *Ieee/asme transactions on mechatronics*, 20(3), 1117–1129.
- Technical Commitee TC/ISO 299. (2016). ISO/TS 15066 :2016 Robots and robotic devices - Collaborative robots. ISO.
- Technical Commitee TC/ISO 299. (2018). ISO/TS 20218-1 :2018 Robotics - Safety design for industrial robot systems - Part 1 : End-effectors. ISO.
- Tlali, P., Wang, R.-J. & Gerber, S. (2014a, 09). Magnetic Gear Technologies : A Review. *Proceedings of the 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. doi : 10.1109/ICELMACH.2014.6960233.
- Tlali, P., Wang, R.-J. & Gerber, S. (2014b, 09). Magnetic gear technologies : A review. *Proceedings of the 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. doi : 10.1109/ICELMACH.2014.6960233.
- Ulagaoozhian, C. & Duchaine, V. (2022). A Novel Human-Safe Robotic Gripper : An application of a Programmable Permanent Magnet Actuator. *2022 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, pp. 5550–5557.
- Urata, J., Hirose, T., Namiki, Y., Nakanishi, Y., Mizuuchi, I. & Inaba, M. (2008a, 09). Thermal control of electrical motors for high-power humanoid robots. *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 2047–2052. doi : 10.1109/IROS.2008.4651110.
- Urata, J., Nakanishi, Y., Okada, K. & Inaba, M. (2010a, 10). Design of high torque and high speed leg module for high power humanoid. *2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 4497–4502. doi : 10.1109/IROS.2010.5649683.
- Urata, J., Hirose, T., Namiki, Y., Nakanishi, Y., Mizuuchi, I. & Inaba, M. (2008b). Thermal control of electrical motors for high-power humanoid robots. *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 2047-2052. doi : 10.1109/IROS.2008.4651110.

- Urata, J., Nakanishi, Y., Okada, K. & Inaba, M. (2010b). Design of high torque and high speed leg module for high power humanoid. *2010 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 4497-4502. doi : 10.1109/IROS.2010.5649683.
- Van Ham, R., Sugar, T. G., Vanderborght, B., Hollander, K. W. & Lefeber, D. (2009). Compliant actuator designs. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, 16(3), 81–94.
- Vanderborght, B., Albu-Schäffer, A., Bicchi, A., Burdet, E., Caldwell, D. G., Carloni, R., Catalano, M., Eiberger, O., Friedl, W., Ganesh, G. et al. (2013). Variable impedance actuators : A review. *Robotics and autonomous systems*, 61(12), 1601–1614.
- Venturini, M. & Leonardi, F. (1993, 10). High torque, low speed joint actuator based on PM brushless motor and magnetic gearing. *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*, pp. 37–42. doi : 10.1109/IAS.1993.298900.
- Verstraten, T., Furnémont, R., Mathijssen, G., Vanderborght, B. & Lefeber, D. (2016). Energy consumption of geared DC motors in dynamic applications : Comparing modeling approaches. *IEEE Robotics and Automation Letters*, 1(1), 524–530.
- Viactors. (2019). VIACTORS. Repéré le 2019-01-28 à <https://www.viactors.org/>.
- Wallace, R. S. & Taylor, D. G. (1991). Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics. *IEEE transactions on robotics and automation*, 7(6), 733–742.
- Wang, A. & Kim, S. (2015, 05). Directional efficiency in geared transmissions : Characterization of backdrivability towards improved proprioceptive control. *2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pp. 1055–1062. doi : 10.1109/ICRA.2015.7139307.
- Wensing, P. M., Wang, A., Seok, S., Otten, D., Lang, J. & Kim, S. (2017). Proprioceptive Actuator Design in the MIT Cheetah : Impact Mitigation and High-Bandwidth Physical Interaction for Dynamic Legged Robots. 33(3), 509–522. doi : 10.1109/TRO.2016.2640183.
- Wikipedia contributors. [Page Version ID : 871020876]. (2018). *Harmonic drive*. Wikipedia. Repéré le 2019-01-28 à https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Harmonic_drive&oldid=871020876.
- Wikipedia contributors. (2025). American wire gauge. Repéré le 2025-11-18 à https://en.wikipedia.org/wiki/American_wire_gauge.

- Wolf, S., Grioli, G., Eiberger, O., Friedl, W., Grebenstein, M., Hoppner, H., Burdet, E., Caldwell, D. G., Carloni, R., Catalano, M. G., Lefeber, D., Stramigioli, S., Tsagarakis, N., Damme, M. V., Ham, R. V., Vanderborght, B., Visser, L. C., Bicchi, A. & Albu-Schaffer, A. (2016). Variable Stiffness Actuators : Review on Design and Components. 21(5), 2418–2430. doi : 10.1109/TMECH.2015.2501019.
- Zinn, M., Khatib, O., Roth, B. & Salisbury, J. K. (2004). Playing it safe [human-friendly robots]. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, 11(2), 12–21.
- Zinn, M. R. (2005). *A new actuation approach for human -friendly robotic manipulation*. (Ph.D., Stanford University, United States – California).