



**HAL**  
open science

# Modélisation et commande avancées d'une génératrice synchrone à réluctance variable auto-excitée

Laurent Schuller

► **To cite this version:**

Laurent Schuller. Modélisation et commande avancées d'une génératrice synchrone à réluctance variable auto-excitée. Automatique / Robotique. INSA de Lyon, 2022. Français. NNT : 2022ISAL0095 . tel-04142255

**HAL Id: tel-04142255**

**<https://theses.hal.science/tel-04142255>**

Submitted on 26 Jun 2023

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

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



# INSA

N°d'ordre NNT : 2022ISAL0095

## **THESE de DOCTORAT DE L'INSA LYON, membre de l'Université de Lyon**

**Ecole Doctorale N° 160  
EEA de Lyon**

**Spécialité/ discipline de doctorat** : Automatique

Soutenue publiquement le 10/11/2022, par :  
**Laurent SCHULLER**

---

# **Modélisation et commande avancées d'une génératrice synchrone à réductance variable auto-excitée**

---

Devant le jury composé de :

CAUET, Sébastien	Professeur des Universités	Université de Poitiers	Rapporteur
GHANES, Malek	Professeur des Universités	Centrale Nantes	Rapporteur
HENAU, Carole	Professeur des Universités	Université de Montpellier	Examinatrice
BODSON, Marc	Professor	University of Utah (USA)	Invité

BRUN, Xavier	Professeur des Universités	INSA Lyon	Directeur de thèse
DELPOUX, Romain	Maître de Conférences	INSA Lyon	Co-encadrant de thèse
GAUTHIER, Jean-Yves	Maître de Conférences	INSA Lyon	Co-encadrant de thèse

## Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

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

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

# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>ii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>vi</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>vii</b>
<b>Résumé</b>	<b>ix</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 La machine synchrone à réluctance variable : contexte historique et scientifique</b>	<b>5</b>
Introduction	6
1.1 Historique du développement des machines électriques	7
1.2 Électrification des transports et problématique des terres rares	12
1.3 État de l'art de la recherche autour des MSRVS	16
1.4 Présentation du banc de test de la MSRVS	24
Conclusion	27
<b>2 Modélisation électrique de la MSRVS</b>	<b>31</b>
Introduction	33
2.1 Modélisation électrique classique d'une MSRVS idéale dans le repère triphasé (a,b,c)	34
2.2 Modélisation électrique classique d'une MSRVS idéale dans le repère de Park (d,q,0)	39
2.3 Bilan de puissance de la MSRVS	44
2.4 Étude de la tension de neutre de la MSRVS	52
2.5 Prise en compte des saturations magnétiques des inductances en (d,q,0)	57
Conclusion	64
<b>3 Problématique de la calibration du capteur de position de la MSRVS</b>	<b>65</b>
Introduction	66
3.1 Prise en compte d'une erreur d'alignement du capteur de position	67
3.2 Alignement d'une MSRVS par la méthode de l'échelon de tension	70
3.3 Alignement d'une MSRVS par la méthode de la recherche du couple nul	77
3.4 Proposition d'une méthode d'alignement adaptée pour la MSRVS	81
3.5 Récapitulatif des résultats et perspectives	85
Conclusion	86

---

<b>4 Étude et modélisation de l'aimantation rémanente de la MSR/V</b>	<b>89</b>
Introduction . . . . .	90
4.1 Modélisation de l'aimantation rémanente de la MSR/V . . . . .	91
4.2 Comparaison expérimentale . . . . .	97
4.3 Méthode d'estimation des FCEM de la MSR/V . . . . .	109
4.4 Effets de l'aimantation rémanente de la MSR/V . . . . .	115
Conclusion . . . . .	127
<b>5 Utilisation d'une MSR/V dans une application de génération de tension continue</b>	<b>129</b>
Introduction . . . . .	130
5.1 Présentation du système et objectifs . . . . .	131
5.2 Problématique de la montée en tension de la MSR/V génératrice . . . . .	137
5.3 Problématique de la commande de la MSR/V utilisée en génératrice . . . . .	145
5.4 Perspectives de commande d'une MSR/V génératrice déconnectée du réseau électrique	154
Conclusion . . . . .	159
<b>Conclusion générale</b>	<b>161</b>
<b>A Expressions des inductances dans les repères de Clarke, Concordia et Park</b>	<b>167</b>
<b>Références</b>	<b>175</b>

# Table des figures

1.1	Représentation schématique du moteur de Jacobi (1838) [Figuier, Nouvelles conquêtes de la science] . . . . .	9
1.2	Représentation schématique du moteur de Froment (1845), tiré de [Mul95] . . . . .	10
1.3	Photographie de l'alternateur Sulzer-BBC (1901) exposé au musée Electropolis de Mulhouse . . . . .	11
1.4	Photographie du rotor d'un moteur à courant continu (1954) et de sa plaque signalétique . . . . .	12
1.5	Photographie de la "jamais contente", exposée au musée national de la voiture et du tourisme de Compiègne . . . . .	13
1.6	Photographie d'une motrice de TGV 001 au niveau de Belfort sur l'A36 . . . . .	14
1.7	Évolution du prix du néodyme lors de la crise du début des années 2010 [Jah17] . . . . .	16
1.8	Comparaison d'une machine à réluctance commutée (gauche, tirée de [Liu11]) et d'une machine synchrone à réluctance variable (droite, tirée du site ABB) . . . . .	17
1.9	Comparaison des deux types de feuilletage : axial (gauche) et transversal (droite), tiré de [Fuk08] . . . . .	19
1.10	Schéma d'un rotor de MSR/V avec ponts magnétiques, tiré de [Bao19] . . . . .	19
1.11	Circuits équivalents d'une MSR/V avec prise en compte des pertes fer dans l'axe direct (a) et dans l'axe en quadrature (b), tirés de [Lee99] . . . . .	21
1.12	Accouplement des deux machines utilisées pour les essais expérimentaux . . . . .	26
1.13	Photographie d'un des convertisseurs utilisé pour les essais expérimentaux . . . . .	26
1.14	Photographie annotée du banc de test du laboratoire . . . . .	28
1.15	Représentation schématique du banc de test du laboratoire . . . . .	28
2.1	Schéma du montage réalisé pour les mesures d'inductances . . . . .	35
2.2	Mesure de la première ligne de la matrice d'inductance de la MSR/V (gauche) et analyse fréquentielle des mesures (droite) pour un échelon de tension de 4 V . . . . .	36
2.3	Schéma d'un plan de coupe d'une MSR/V à deux paires de pôles ( $n_{pp} = 2$ ), les enroulements statoriques sont représentés ( $A$ : bleu, $B$ : vert, $C$ : rouge). . . . .	41
2.4	Système élémentaire considéré . . . . .	45
2.5	Représentation géométrique de l'énergie et de la co-énergie magnétique d'un circuit non saturé . . . . .	46
2.6	Représentation géométrique de l'énergie et de la co-énergie magnétique pour une position $\theta_2$ avec le même flux (gauche) et le même courant (droite) que pour la position $\theta_1$ . . . . .	47
2.7	Représentation de l'angle de pilotage de la MSR/V et de la direction de fonctionnement MTPA . . . . .	52

2.8	Schéma du montage réalisé pour mesurer la tension du point neutre . . . . .	55
2.9	Transformées de Fourier de la tension $v_{N-}$ avec une MLI intersective . . . . .	56
2.10	Transformée de Fourier de la tension $v_a$ . . . . .	56
2.11	Schéma de la relation entre le flux magnétique et le courant électrique avec prise en compte de la saturation magnétique . . . . .	58
2.12	Mesure des flux dans l'axe direct (gauche) et en quadrature (droite) en fonction des courants . . . . .	59
2.13	Schéma d'un rotor de MSR <sub>V</sub> avec ponts magnétiques, à partir de [Bao19] . . . . .	61
2.14	Mesures des inductances $L_d$ (surface supérieure) et $L_q$ (surface inférieure) de la MSR <sub>V</sub> du laboratoire Ampère . . . . .	62
2.15	Représentation de la variation du couple en fonction de l'angle de répartition et trajectoire MTPA avec saturation magnétique (gauche), extrapolation des résultats (droite) . . . . .	64
3.1	Représentation schématique d'une mesure de position erronée . . . . .	67
3.2	Représentation schématique du branchement de la machine pour la méthode de l'échelon . . . . .	71
3.3	Représentation du couple et de sa dérivée en régime permanent . . . . .	72
3.4	Représentation de la co-énergie magnétique et de ses deux premières dérivées par rapport à la position mécanique . . . . .	74
3.5	Représentation schématique des positions d'équilibre stables (gauche) et instables (droite) de la MSR <sub>V</sub> soumise à un échelon de tension sur la phase $A$ . . . . .	74
3.6	Chronogramme d'une itération de la méthode d'alignement par échelon . . . . .	75
3.7	Résultats des procédures d'alignement avec la méthode de l'échelon de tension. . . . .	76
3.8	Représentation des opérations effectuées sur la position mécanique . . . . .	78
3.9	Exemple de la méthode du couple nul pour $\text{compens} = 4.0127$ rad . . . . .	79
3.10	Résultats de la méthode du couple nul . . . . .	79
3.11	Agrandissement sur deux minima avec des ruptures de pente différentes . . . . .	80
3.12	Chronogramme d'une itération de la méthode d'alignement. Evolution des estimations d'inductances (mH) en haut. Évolution de l'estimation du biais de capteur de position (rad) en bas . . . . .	84
3.13	Résultats de la méthode proposée . . . . .	84
4.1	Forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du rotor d'une MSR <sub>V</sub> (normalisée) . . . . .	92
4.2	Schéma de coupe d'une MSR <sub>V</sub> avec les paramètres pertinents pour décrire l'aimantation rémanente de la machine . . . . .	93
4.3	Forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du stator d'une MSR <sub>V</sub> (normalisée) . . . . .	94
4.4	Simulation des FCEM d'une MSR <sub>V</sub> avec : $\omega_e = 209$ rad/s, $M_2 = 0,058$ H, $\Phi_{\text{rot}} = 0,0048$ Wb, $I_{\text{stat}} = 0,0275$ A, $\sigma_0 = \pi/4$ rad, $\delta_0 = -2\pi/5$ rad . . . . .	95
4.5	Simulation de l'énergie des FCEM d'une MSR <sub>V</sub> modélisée avec le modèle ReMa et avec une magnétisation au rotor uniquement . . . . .	96
4.6	Représentation schématique du comportement hystérétique des matériaux . . . . .	98
4.7	Représentation schématique de la MSR <sub>V</sub> lors du processus de magnétisation . . . . .	99
4.8	Mesures des FCEM de la MSR <sub>V</sub> à $\omega_e = 155$ rad/s avant (gauche) et après (droite) démagnétisation . . . . .	99

4.9	Analyse FFT des FCEM . . . . .	100
4.10	Comparaison des FCEM mesurées et reconstruites (gauche), erreur entre les signaux mesurés et reconstruits (droite) . . . . .	101
4.11	Récapitulatif des résultats de comparaison entre les FCEM mesurées et simulées . . . . .	101
4.12	Représentation schématique du système étudié . . . . .	102
4.13	Résultat de simulation de la tension redressée produite par les FCEM d'une MSRVM modélisée classiquement puis avec le modèle ReMa . . . . .	103
4.14	Comparaison des résultats expérimentaux aux simulations des modèles de FCEM (gauche), erreur entre les modèles et les mesures expérimentales (droite) . . . . .	103
4.15	Comparaison des FCEM avant et après que des courants $i_d = i_q = 0,8$ A aient circulés dans la MSRVM (gauche). Différence entre les FCEM après et avant (droite) . . . . .	104
4.16	Comparaison des FCEM avant (gauche) et après (droite) une rotation de plusieurs tours . . . . .	105
4.17	Comparaison de la FCEM $e_a$ avant (bleu) et après (rouge) une rotation de plusieurs tours . . . . .	105
4.18	Schéma d'un circuit magnétique élémentaire . . . . .	106
4.19	Représentation d'une désaimantation partielle par variation d'entrefer . . . . .	107
4.20	Amplitudes des FCEM en fonction de l'amplitude du courant magnétisant orienté dans la direction $d$ (gauche) et $q$ (droite) . . . . .	108
4.21	Comparaison du courant de court-circuit de la phase $A$ avec sa reconstruction par l'algorithme de Goertzel (gauche), erreur entre les signaux mesurés et reconstruits . . . . .	113
4.22	Comparaison des deux méthodes d'estimation de FCEM et du modèle ReMa . . . . .	114
4.23	Comparaison des FCEM observées avant, pendant et après un échelon de courant . . . . .	115
4.24	Schémas de commande de la compensation avec observateur (gauche) et algorithme de Goertzel (droite) . . . . .	117
4.25	Résultats des compensations de FCEM à 350 rpm (gauche) et 1000 rpm (droite) sans compensation (zones blanches), avec compensation à partir de l'observateur (zones rouges) et à partir de l'algorithme de Goertzel (zones bleues) . . . . .	118
4.26	Mesures et approximations des courants $i_a$ lorsque la phase $A$ est soumise à un échelon de tension (4 V ligne supérieure, 1 V ligne inférieure) . . . . .	119
4.27	Résultats de mesure de l'inductance $L_a$ et de la résistance $R_s$ pour $\theta_e = 0$ rad . . . . .	120
4.28	Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase $A$ lors des mesures 1 et 5 . . . . .	121
4.29	Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase $A$ lors des mesures 3 et 4 . . . . .	122
4.30	Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase $A$ lors des mesures 7 et 8 . . . . .	123
4.31	Mesures expérimentales du cycle d'hystérésis de la phase $A$ de la machine lorsque $\theta_e = 0$ rad . . . . .	124
4.32	Mesures expérimentales du cycle d'hystérésis de la phase $A$ de la machine lorsque $\theta_e = 0$ rad et $\theta_e = \pi/2$ rad . . . . .	125
5.1	Représentation du système considéré . . . . .	131
5.2	Représentation des quatre ensembles de valeurs du paramètre $\delta_0$ . . . . .	140
5.3	Schéma de la commande vectorielle . . . . .	141



---

5.4	Résultats expérimentaux d'une tentative de montée en tension dans une situation non bénéfique . . . . .	142
5.5	Résultats expérimentaux d'une tentative de montée en tension dans une situation significativement bénéfique . . . . .	143
5.6	Représentation schématique du système d'anti-emballement mis en place . . . . .	143
5.7	Comparaison de la montée en tension initiale (gauche) avec la montée de tension accélérée (droite) . . . . .	144
5.8	Résultats des observateurs de charge autour du point de fonctionnement $v_{dc} = 135$ V (gauche) et $v_{dc} = 100$ V (droite) . . . . .	149
5.9	Comparaison des observateurs de charge autour de deux points de fonctionnement	149
5.10	Représentation du schéma de commande de l'asservissement de la tension . . . . .	152
5.11	Comportement du système soumis à la loi de commande proposée (gauche), comparaison à une loi de commande sans observateur (droite) . . . . .	153
5.12	Comparaison de la régulation de tension avec et sans l'utilisation des tableaux d'inductances (gauche) et comparaison des courants associés (droite) . . . . .	154
5.13	Comparaison de la régulation de tension avec et sans observateur en plus du régulateur PI . . . . .	155
5.14	Représentation d'une CNLL associée à un retour d'état stabilisant . . . . .	156
5.15	Mise en évidence des contributions de chaque chapitre . . . . .	162

# Liste des tableaux

1.1	Récapitulatif des comparaisons entre les MSR <sub>V</sub> , MAS et MSAP . . . . .	18
1.2	Principales caractéristiques de la MSR <sub>V</sub> utilisée pour les essais expérimentaux .	25
1.3	Principales caractéristiques de la MSAP utilisée comme charge active lors des essais expérimentaux . . . . .	25
2.1	Récapitulatif des résultats obtenus . . . . .	38
3.1	Récapitulatif des résultats d’alignement obtenus . . . . .	85
3.2	Récapitulatif des décalages de capteurs obtenus . . . . .	86
4.1	Récapitulatif des avantages et limites des deux méthodes d’estimation des FCEM	115
4.2	Détail de l’historique magnétique de la machine lors des mesures d’inductances, estimations de la résistance et de l’inductance de chaque essai . . . . .	119
5.1	Récapitulatif des combinaisons possibles de courant $i_d$ et d’orientation d’aiman- tation $\delta_0$ . . . . .	139



# Résumé

Ce travail traite de la modélisation et de la commande des machines synchrones à réluctance variable. Ce type de machine électrique, dépourvue d'aimant permanent, présente globalement des performances situées entre celles des machines synchrones à aimants permanents et celles des machines asynchrones. Dans cette thèse, nous nous intéressons premièrement à la modélisation dynamique de la machine synchrone à réluctance variable. En partant d'un modèle simple, nous le complexifions graduellement jusqu'à la prise en compte de l'aimantation rémanente. Les différents modèles présentés sont appuyés par de nombreuses mesures expérimentales permettant de juger leur pertinence. Ainsi, les contraintes expérimentales sont régulièrement rappelées et prises en compte. En particulier, la calibration du capteur de position fait l'objet d'un chapitre complet.

Des techniques d'estimation en ligne sont développées afin d'identifier les paramètres du modèle liés à l'aimantation rémanente. Ces méthodes sont ensuite utilisées pour faciliter l'utilisation de la machine synchrone à réluctance variable dans une application de génération d'électricité hors réseau. Cette application fait l'objet du dernier chapitre de ce document. Après analyse du système, deux phases sont distinguées. La première mène à la proposition d'une procédure d'auto-excitation contrôlée de la génératrice synchrone à réluctance variable. Dans une seconde phase, nous proposons une première loi de commande permettant de réguler la tension produite par la génératrice synchrone à réluctance variable.



# Introduction générale

## Contexte

Les travaux présentés dans ce manuscrit récapitulent trois années de recherche réalisées au sein du laboratoire AMPERE sur le site de l'INSA LYON. Ce laboratoire multidisciplinaire est organisé en trois départements : bio-ingénierie (BIO), énergie électrique (EE) et automatique pour l'ingénierie des systèmes (AIS). Sept priorités de recherche sont réparties sur les trois départements, certaines recouvrent plusieurs d'entre eux. La présente thèse s'inscrit dans la priorité Transports et Conversion de l'Énergie Électrique (TCEE) située à l'interface entre les départements EE et AIS. La diversité de compétences et de savoir-faire du laboratoire a permis de réaliser ce travail transverse, à cheval à la fois sur le domaine du génie électrique, et celui de l'automatique.

L'actuelle tendance à l'électrification couplée aux problématiques économique, écologique et celles liées à la mondialisation incite les chercheurs à constamment innover dans le domaine des machines électriques. Les avancées rapides dues à l'effervescence autour des sciences appliquées poussent également la recherche à reconsidérer des pistes jadis jugées peu porteuses. La machine synchrone à réluctance variable est un objet d'étude qui s'inscrit dans ces deux démarches. Connue depuis longtemps, peu répandue sur le marché industriel, ce type de machine est réévalué depuis quelques années. Les nombreuses contraintes autour des terres rares ainsi que les avancées en informatique et électronique rendent cet objet progressivement compétitif.

Deux communautés se sont penchées sur la machine synchrone à réluctance variable. D'une part, la communauté du génie électrique, intriguée par la conception, la fabrication et les vérifications expérimentales de ce type de machine. D'autre part, les automaticiens intéressés par l'analyse des modèles dynamiques et la synthèse de lois de commande adaptées à la machine synchrone à réluctance variable. Malgré le fait que ces communautés ne soient pas étanches l'une à l'autre, peu de chercheurs se positionnent à leur interface. Durant ces travaux de thèse, nous nous sommes volontairement placés à mi-chemin entre ces communautés en essayant d'utiliser les outils et les méthodes de chacune d'elle.

## Objectifs

Durant ce travail de recherche, nous nous intéressons à un système de conversion d'énergie composé d'une machine synchrone à réluctance variable, d'un convertisseur statique et d'une source d'énergie électrique ou mécanique. Parmi cet ensemble, nous nous concentrons particulièrement sur la modélisation et la commande de la machine synchrone à réluctance

variable. Nous cherchons à obtenir un modèle générique et fin de cette machine de sorte à l'utiliser en vue de synthétiser des lois de commande pour des applications à vitesse variable. Ceci dans le but d'améliorer les performances statiques et dynamiques ainsi que la robustesse de l'ensemble {commande + convertisseur + machine} à travers la synthèse de lois de commande adaptées. Nous attachons une importance spécifique aux tests expérimentaux. Non seulement ils permettent d'appuyer nos travaux par des résultats expérimentaux, mais ils constituent également une partie centrale de notre travail de modélisation qui requiert de nombreuses comparaisons des résultats théoriques et expérimentaux. L'objectif de notre travail est rappelé et détaillé dans le chapitre introductif de ce document 1.3.4.

## Organisation du mémoire

En vue de traiter les problématiques présentées, nous proposons une démarche décomposée en cinq chapitres. Ces parties sont articulées de la façon suivante :

Dans un premier chapitre, nous revenons plus en détail sur le contexte de notre étude. Un premier temps est consacré à l'histoire du développement (industriel) des machines électriques. Le propos est alors recentré sur les développements des machines électriques en lien avec les transports. Un intérêt particulier est porté à la problématique des terres rares. Ensuite, un état de l'art sur les machines synchrones à réluctance variable est présenté. Enfin, ce premier chapitre est conclu par une présentation du banc de test qui est utilisé pour obtenir les résultats expérimentaux tout au long du mémoire.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation du comportement électrique de la machine synchrone à réluctance variable. Nous nous basons sur un modèle simple pour le complexifier graduellement. Par exemple, nous proposons d'étudier la tension du point neutre de la machine et les saturations magnétiques. Les phénomènes mentionnés et les modèles sous-jacents sont illustrés par des mesures expérimentales. Aussi, étant situé à l'interface du génie électrique et de l'automatique, nous accordons une importance accrue aux modèles utilisables pour la synthèse de commande. Les modèles sont ainsi souvent présentés dans le domaine de Park, propice à la synthèse de commande.

Le troisième chapitre est consacré à la calibration du capteur de position. L'information de position est nécessaire pour beaucoup d'algorithmes de commande. Le biais du capteur de position a alors une influence directe sur les résultats expérimentaux dont la qualité et les interprétations peuvent être dégradées. Cette problématique intrinsèquement pragmatique a été une difficulté récurrente au cours de ces trois années de recherche et reste très peu traitée dans la littérature. Il nous a semblé pertinent de la traiter aussi rigoureusement que possible. Nous comparons alors trois méthodes d'étalonnage, dont deux sont héritées des méthodes appliquées aux machines synchrones à aimants permanents. La troisième méthode est originale et adaptée aux machines synchrones à réluctance variable. Les résultats obtenus sont discutés.

Une des contributions principales du présent travail de recherche fait l'objet du quatrième chapitre. Dans le but d'affiner le modèle de la machine synchrone à réluctance variable, nous prenons en compte l'aimantation rémanente. Ce phénomène est visible expérimentalement à travers la mesure des tensions induites au stator lorsqu'il n'est pas alimenté. Nous proposons d'abord une modélisation théorique prenant en compte à la fois l'aimantation du rotor et celle du stator. Le modèle est comparé aux résultats expérimentaux. Son intérêt par rapport aux modèles

---

simples trouvés dans la littérature est souligné à travers la mesure des tensions redressées par un pont de diode. Dans un deuxième temps, nous proposons deux méthodes d'estimation des forces électromotrices causées par l'aimantation rémanente. Encore une fois, des résultats expérimentaux viennent appuyer nos résultats. Enfin, d'autres effets notables de l'aimantation rémanente sont discutés.

Le dernier chapitre de ce mémoire expose une application faisant intervenir une génératrice synchrone à réluctance variable non raccordée à une source d'énergie électrique. Le système considéré est présenté et analysé. Deux phases distinctes sont identifiées et chacune est traitée séparément. Dans un premier temps, une phase critique de montée en tension est considérée. Elle vise à produire un niveau de tension continue suffisamment important pour que la génératrice soit contrôlable. Le modèle et les résultats présentés dans le chapitre précédent sont utilisés pour résoudre cette première problématique. La seconde phase est une phase de régulation de tension. Elle est l'occasion d'utiliser des outils de l'automatique. Nous proposons notamment un observateur non linéaire permettant d'obtenir une information sur la charge résistive connectée au bus de tension.





# Chapitre 1

## La machine synchrone à réluctance variable : contexte historique et scientifique

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>6</b>
<b>1.1 Historique du développement des machines électriques</b> . . . . .	<b>7</b>
1.1.1 Découvertes scientifiques fondamentales ayant conduit à l'invention des machines électriques . . . . .	7
1.1.2 Premières machines électriques à application industrielle . . . . .	8
1.1.3 Les évolutions à partir du XX <sup>e</sup> siècle . . . . .	11
<b>1.2 Électrification des transports et problématique des terres rares</b> .	<b>12</b>
1.2.1 Électrification des transports . . . . .	12
1.2.2 La problématique des terres rares . . . . .	15
<b>1.3 État de l'art de la recherche autour des MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>16</b>
1.3.1 Distinction entre la machine synchrone à réluctance variable et la machine à réluctance variable à double saillance . . . . .	16
1.3.2 Brève comparaison de la MSR <sub>V</sub> avec la MSAP et la MAS . . . . .	17
1.3.3 Revue de littérature des MSR <sub>V</sub> . . . . .	18
1.3.4 Objectifs de la thèse . . . . .	23
<b>1.4 Présentation du banc de test de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>24</b>
<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>27</b>

---

## Introduction

Ce premier chapitre se focalise sur les aspects généraux du travail de recherche présenté dans ce mémoire. Ainsi, nous donnons un contexte général à nos recherches, en commençant par un retour historique. Les machines électriques font partie des techniques dont les prémices remontent au XIX<sup>e</sup> siècle. Elles ont largement évolué depuis les premiers prototypes de laboratoire jusqu'à des industrialisations à grande échelle, laissant entrevoir des enjeux plus que jamais d'actualité. Outre la tendance d'électrification qui touche tous les moyens de transports, les aimants permanents contenus dans certaines machines sont au cœur de tensions écologiques, économiques et géopolitiques. La recherche scientifique autour des machines électriques et notamment autour de la machine synchrone à réluctance variable est très fructueuse depuis quelques décennies. En particulier, de nombreux chercheurs participent à la résolution des problématiques mentionnées. Notre travail de recherche s'inscrit complètement dans cette démarche, ses objectifs précis sont explicités en fin de chapitre.

Le chapitre 1 est organisé de la manière suivante :

- Dans la section 1.1, nous proposons un retour historique sur les développements scientifiques et industriels liés aux machines électriques. Les progrès dans le domaine des machines électriques sont souvent liés aux développements d'autres domaines scientifiques, comme l'électronique, l'informatique ou la physique des matériaux.
- La section 1.2 expose les motivations de notre travail en recentrant le propos sur les problématiques liées à l'électrification des transports. Nous commençons par un bref historique de cette tendance, expliquant la considérable présence des machines synchrones à aimants permanents dans le domaine des transports. Cela nous invite à nous pencher sur les problématiques liées à l'utilisation de terres rares (principalement le néodyme), généralement constituant des aimants permanents à forte intensité de champs. Ces problématiques sont l'une des principales motivations de l'étude des machines synchrones à réluctance variable, technique dépourvue d'aimant permanent.
- La troisième et dernière section a une visée bibliographique. Dans un premier paragraphe, nous insistons sur les distinctions entre deux types de machines reposant sur le principe de réluctance variable : la machine synchrone à réluctance variable (objet principal de nos études) et la machine à réluctance variable à double saillance. Ensuite, nous condenseons les conclusions de travaux comparatifs entre les machines synchrones à réluctance variable, les machines asynchrones et les machines synchrones à aimants permanents. Enfin, nous proposons une revue générale de la littérature scientifique traitant de la machine synchrone à réluctance variable et plus précisément de sa conception, de sa modélisation et de sa commande. L'objectif de la thèse est explicité avant de conclure la section.
- Dans une quatrième section, nous présentons en détail le banc de test utilisé pour les tests pratiques effectués au cours de nos recherches. Durant nos travaux, les vérifications expérimentales ont joué un rôle majeur. Il nous semblait impératif d'exposer notre installation.

## 1.1 Historique du développement des machines électriques

Dans cette première section, nous tenons à présenter succinctement une partie du contexte historique dans lequel s'inscrit ce travail de recherche. Résumer l'évolution des machines électriques n'est pas une tâche facile. Nous nous reposons grandement sur le retour historique proposé par Bernard Multon dans le cadre de son habilitation à diriger les recherches [Mul94]. L'analyse de l'histoire des techniques est ardue tant pour des raisons de prêts d'intention aux chercheurs et inventeurs que par des appropriations industrielles. En effet, dans le premier cas, nous avons parfois tendance à expliquer ou interpréter des découvertes ou résultats à la lumière des connaissances actuelles. Dans le second cas, nous sommes bien souvent influencés par l'essor industriel rendu possible par des acteurs privés. Dans ce cadre, nous pouvons par exemple mentionner la querelle (qui n'a pas vraiment eu lieu) autour de l'appellation de la transformée dite de Park. Les bases de cette dernière semblaient avoir été posées par Blondel<sup>[1]</sup> [Blo23] préalablement au papier de Park<sup>[2]</sup> de 1929 [Par29]. Le billet de blog de Mohamed Koteich [Kot22] traite ce sujet en profondeur. Nous n'avons pas pour ambition de tirer au clair ou d'expliquer ce type d'ambiguïtés. Notre objectif ici est plutôt de donner des grandes tendances ainsi que de rappeler quelques dates clés.

### 1.1.1 Découvertes scientifiques fondamentales ayant conduit à l'invention des machines électriques

Nous commençons par lister les grandes découvertes scientifiques préalables à l'invention des machines électriques.

- Invention de la bouteille de Leyde en 1745 indépendamment par Kleist<sup>[3]</sup> et Musschenbroek<sup>[4]</sup>. Il s'agissait d'un condensateur permettant le stockage et la restitution d'énergie électrique sous forme de courant continu.
- Invention de la pile en 1799 par Volta<sup>[5]</sup>. Comme la bouteille de Leyde, la pile de Volta est utilisée comme générateur électrique à courant continu.

Ces deux moyens de générer de l'électricité continue avaient chacun des inconvénients. La bouteille de Leyde ne pouvait pas stocker beaucoup d'énergie électrique tandis que la pile était chère et dégageait des gaz nocifs [Lau69]. La première utilisation des machines électriques visait à remplacer ces générateurs électrochimiques. Les premières applications industrielles de machines étaient nécessairement des générateurs, il fallait bien produire de l'énergie électrique avant de pouvoir la consommer. Ainsi, les génératrices ont été globalement développées avant les moteurs.

- Étude de la foudre par Benjamin Franklin<sup>[6]</sup> et Jean-Antoine Nollet<sup>[7]</sup> en 1819. Ils remarquent chacun qu'une décharge de foudre peut démagnétiser ou modifier la polarité d'un aimant.

---

[1] André Eugène Blondel (août 1863 - novembre 1938) était un ingénieur français.

[2] Robert H. Park (Mars 1902 - Février 1994) était un ingénieur et inventeur américain.

[3] Ewald von Kleist (juin 1700 - décembre 1748) était un juriste, pasteur et physicien prussien.

[4] Pieter van Musschenbroek (mars 1692 - septembre 1761) était un physicien néerlandais.

[5] Alessandro Giuseppe Antonio Anastasio Volta (février 1745 - mars 1827) était un physicien et chimiste lombard.

[6] Benjamin Franklin (janvier 1706 - avril 1790) était un écrivain, scientifique et homme politique américain.

[7] Jean-Antoine Nollet (décembre 1700 - avril 1770) était un physicien français.

- Découverte de l'interaction entre électricité et magnétisme par Ørsted<sup>[8]</sup> en 1820. L'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée est mise en évidence expérimentalement. Il s'en suit de nombreuses recherches dans toute l'Europe.
- Énonciation de la règle du bonhomme d'Ampère<sup>[9]</sup> en 1820. Il remarque que la direction dans laquelle s'oriente une aiguille aimantée dépend du sens du courant circulant à proximité. Il en déduit que la direction du champ magnétique dépend du sens du courant.
- Découverte (indépendante) de l'électroaimant par Arago<sup>[10]</sup> et Davy<sup>[11]</sup> fin 1820. Tous deux montrent expérimentalement qu'un solénoïde permet d'aimanter un morceau de fer.

C'est à partir de toutes ces inventions et découvertes que les premières machines électriques, mettant en évidence une conversion de puissance électro-magnéto-mécanique, ont été mises au point. Cependant, les premières machines n'avaient qu'une visée démonstrative et n'avaient aucune application concrète envisageable. Elles fonctionnaient exclusivement lors de démonstrations de laboratoire.

- Réalisation du premier moteur électrique par Faraday<sup>[12]</sup> en 1821.
- Amélioration du moteur de Faraday par Barlow<sup>[13]</sup> par une adjonction de roue dentée en 1822.
- En 1831, Faraday, Lenz<sup>[14]</sup> et Henry<sup>[15]</sup> étudient indépendamment le phénomène d'induction magnétique.

### 1.1.2 Premières machines électriques à application industrielle

Toutes les connaissances nécessaires à la réalisation des machines électriques étaient alors établies. Cela se concrétise par la réalisation des premières machines d'utilité industrielle. Il s'agissait d'abord d'électroaimants, à l'image de celui réalisé par Henry en 1831. Cet électroaimant était capable de soulever cinquante fois son propre poids. Il était alimenté par des piles ou des bouteilles de Leyde étant donné qu'aucun générateur électrique n'existait à l'époque.

Ce problème a rapidement été traité puisque dès 1832, Ampère commande une génératrice à courant continu à Pixii<sup>[16]</sup>. Cette machine était proche d'une machine synchrone à aimants permanents connectée à un commutateur mécanique permettant de redresser les tensions de phase. Ces machines, comme celles inventées par la suite, souffrent des problèmes causés par les commutations mécaniques. Ces dernières produisent des arcs et des nuisances acoustiques. Elles posent de sérieux problèmes de sécurité.

Durant les décennies suivantes, de nombreux moteurs électriques ont été inventés. Divers exemples illustrés sont présentés dans [Mul94], les figures 1.1 et 1.2 sont tirées de ce document. Nombre de ces moteurs reposaient sur le principe de réluctance variable et sur un autopilotage

---

[8] Hans Christian Ørsted (août 1777 - mars 1851) était un physicien et chimiste danois.

[9] André-Marie Ampère (janvier 1775 - juin 1836) était un mathématicien, physicien, chimiste et philosophe français.

[10] François Arago (février 1786 - octobre 1853) était un physicien et un homme politique français.

[11] Humphry Davy (décembre 1778 - mai 1829) était un physicien et chimiste britannique.

[12] Michael Faraday (septembre 1791 - août 1867) était un physicien et chimiste britannique.

[13] Peter Barlow (octobre 1776 - mars 1862) est un mathématicien et physicien britannique.

[14] Heinrich Friedrich Emil Lenz (février 1804 - février 1865) était un physicien allemand.

[15] Joseph Henry (décembre 1797 - mai 1878) était un physicien américain.

[16] Hippolyte Pixii (août 1808 - avril 1835) était un fabricant d'instruments scientifiques français.

mécanique. Le principe de réluctance variable provient d'une propriété des matériaux ferromagnétiques : ils ont tendance à s'aligner avec les lignes de champ magnétique de sorte à faciliter le passage du flux magnétique. Cette tendance à l'alignement est appelée couple réluctant. En produisant un champ magnétique tournant, il est possible de produire un couple quasiment constant en faisant en sorte que l'objet ferromagnétique ne soit jamais aligné avec les lignes de champ magnétique.

*Remarque 1.1.1.* Pour qu'un couple soit généré, il faut que l'objet ferromagnétique présente une anisotropie (ses propriétés varient selon la direction considérée). En effet, en l'absence d'anisotropie, aucune orientation de l'objet ne facilitera le passage du flux plus qu'une autre. ┘

Ainsi, les rotors de premières machines électriques étaient pour beaucoup anisotropes. De plus, leurs bobinages statoriques étaient alimentés successivement grâce à des systèmes de commutation mécanique astucieux, créant ainsi un champ magnétique tournant. Nous citerons Jacobi<sup>[17]</sup> qui, en 1838, équipa un bateau de huit mètres de long avec deux moteurs électriques. Ces derniers étaient alimentés par un système de batteries. Il s'agit peut-être là de la première application des moteurs électriques au domaine du transport.

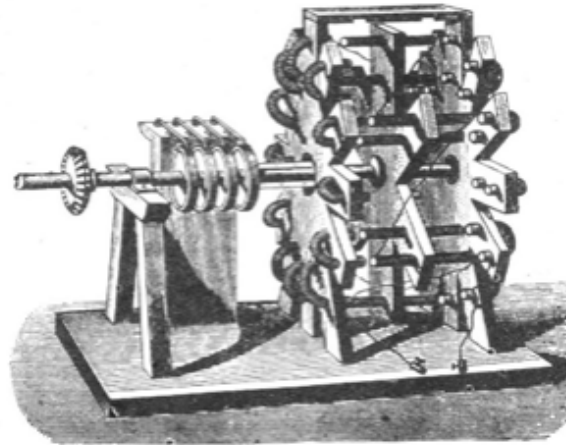


FIGURE 1.1 – Représentation schématique du moteur de Jacobi (1838) [Figurier, *Nouvelles conquêtes de la science*]

En 1845, Froment<sup>[18]</sup> met au point un moteur électrique performant, considéré comme l'ancêtre des moteurs à réluctance variable à double saillance [Mul93]. Ce moteur était utilisé dans des machines à tracer des divisions sur des règles ou cadrans. Le même type de moteur était utilisé pour remonter des poids d'horloge ou pour entraîner une meule à chanvre.

En 1865, Pacinotti<sup>[19]</sup> améliore significativement les machines à courant continu de l'époque. Il ne reste que son invention reste très discrète jusqu'à ce que Gramme<sup>[20]</sup> reprenne ces travaux en 1869 pour les breveter sous son propre nom. La célèbre machine de Gramme est alors inventée et la production d'énergie électrique sous forme de courant continu est possible à l'échelle

---

[17] Moritz Hermann (Boris Semionovich) von Jacobi (septembre 1801 - mars 1874) était un ingénieur et physicien prussien.

[18] Paul-Gustave Froment (mars 1815 - février 1865) était un inventeur et un ingénieur français.

[19] Antonio Pacinotti (juin 1841 - mars 1912) était un physicien italien.

[20] Zénobe Gramme (avril 1826 - janvier 1901) était un inventeur et électricien belge.

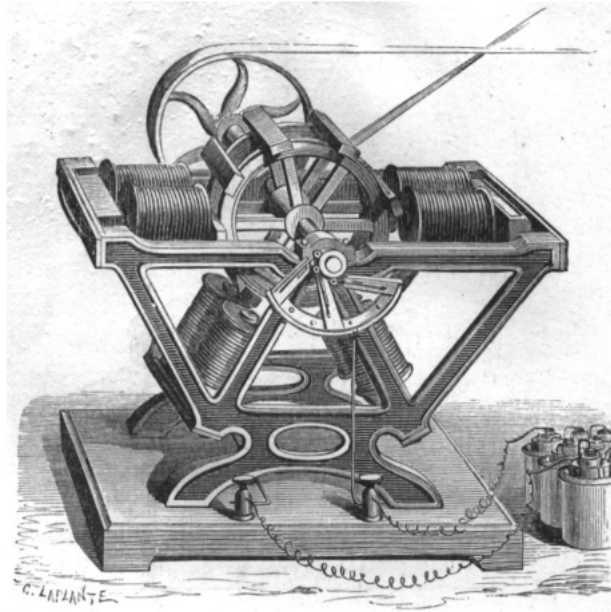


FIGURE 1.2 – Représentation schématique du moteur de Froment (1845), tiré de [Mul95]

industrielle. En cette même année 1869, Maxwell<sup>[21]</sup> établit sa théorie unifiée des phénomènes électromagnétiques.

À partir de générateurs à courant continu alimentant des électroaimants tournants, des génératrices alternatives (appelées alternateurs) pouvaient être inventées. Encore une fois, l'entraînement mécanique de ces alternateurs était réalisé par des machines à vapeur bien connues et utilisées à cette époque. Par exemple, la figure 1.3 est une photographie d'un alternateur Sulzer-BBC de 1901 utilisé dans l'industrie textile de la région mulhousienne au début du XX<sup>e</sup> siècle. Sur la gauche de la photographie, nous voyons une partie du système mécanique entraînant le rotor de la machine. Au centre de la photographie, l'alternateur à proprement parler est visible. Nous remarquons un grand nombre d'électroaimants au rotor (partie centrale) et des anneaux conducteurs au stator (partie extérieure). Enfin, sur la droite, nous notons la présence d'une plus petite machine, entraînée par une courroie mécanique. Il s'agit là d'une machine à courant continu utilisée comme génératrice (appelée dynamo) permettant d'alimenter les nombreux électroaimants de l'alternateur. Durant les heures creuses de l'usine, cette génératrice était utilisée pour alimenter le réseau électrique de la municipalité de Mulhouse. La fréquence de rotation devait alors être adaptée de sorte à correspondre à celle du réseau municipal. Durant les heures pleines de l'usine, la production électrique servait à l'éclairage et au travail mécanique.

*Remarque 1.1.2.* Les génératrices électriques étant généralement entraînées mécaniquement par des machines à vapeur, elles étaient régulées en vitesse "à l'oreille" : des employés devaient écouter si la fréquence de rotation était bien celle souhaitée. Ils donnaient les instructions d'accélération ou de décélération, via l'alimentation en charbon de la machine à vapeur, de sorte que la fréquence reste constante et égale à celle souhaitée. ┘

[21] James Clerk Maxwell (juin 1831 - 1879) était un physicien et mathématicien écossais.

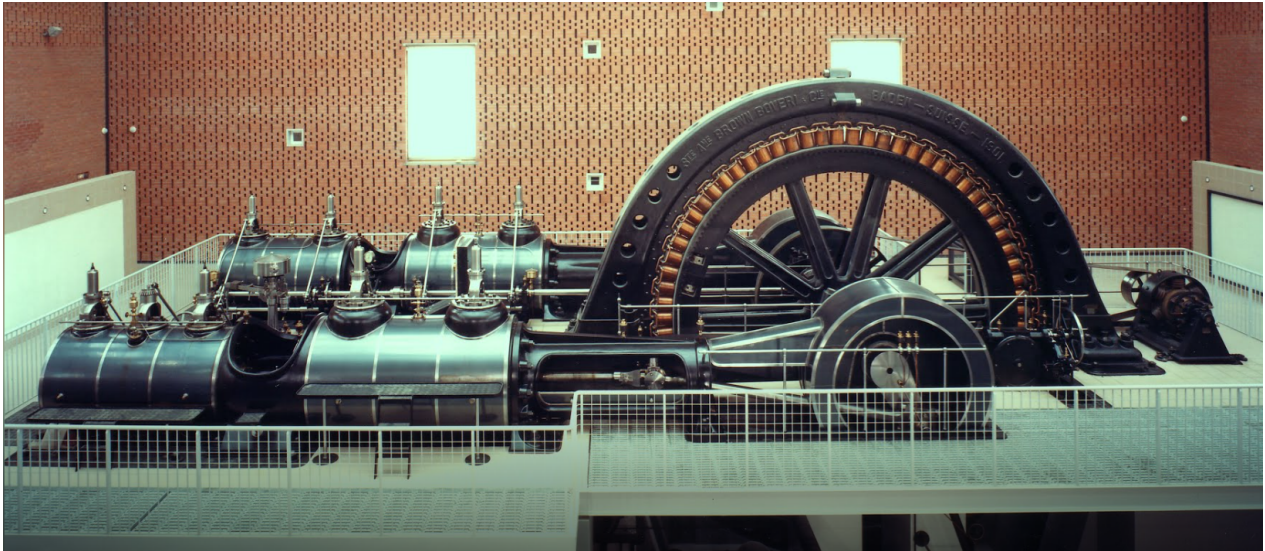


FIGURE 1.3 – Photographie de l’alternateur Sulzer-BBC (1901) exposé au musée Electropolis de Mulhouse

Enfin, en 1878, Tesla<sup>[22]</sup> suggéra l’idée de machine électrique sans commutateur. Il mit en application cette idée en 1883 lorsqu’il construisit le premier prototype de machine asynchrone. Au même moment, Ferraris<sup>[23]</sup> établissait la théorie des champs tournants. Le premier moteur asynchrone triphasé a été réalisé en 1889 par Dolivo-Dobrovolsky<sup>[24]</sup>. En 1889, il conçoit, parallèlement à Boucherot<sup>[25]</sup>, la machine à double cage.

### 1.1.3 Les évolutions à partir du XX<sup>e</sup> siècle

Le XX<sup>e</sup> siècle a été le théâtre de nombreuses inventions révolutionnaires dans le domaine des machines électriques. Leur conception a été continuellement améliorée. La machine à courant continu est longtemps restée incontournable pour la conversion électromécanique de puissance. D’une part, la régulation de cette machine est largement plus aisée que celle des machines alternatives. D’autre part, ce type de moteur peut aussi bien fonctionner lorsqu’il est alimenté en continu qu’en alternatif (moteur universel). Par exemple, la figure 1.4 montre le rotor d’un moteur à courant continu utilisé dans un train de la SNCF (Société Nationale des Chemins de Fer Français) dans les années 1950. Ce moteur à 18 pôles est exposé à la Cité du train de Mulhouse.

Nous listons ci-dessous les grandes découvertes reliées de près ou de loin à l’évolution des machines électriques :

- L’étude théorique des machines électriques, par exemple l’introduction de la théorie à deux axes de Park en 1929 [Par29] (ou Blondel) a mené à une simplification et une meilleure compréhension du fonctionnement des machines tournantes.

[22] Nikola Tesla (juillet 1856 - janvier 1943) était un inventeur et ingénieur Serbe, naturalisé américain.

[23] Galileo Ferraris (octobre 1847 - février 1897) était un ingénieur et un scientifique italien.

[24] Mikhaïl Ossipovitch Dolivo-Dobrovolsky (janvier 1862 - novembre 1919) était un inventeur et physicien russe.

[25] Paul Boucherot (octobre 1869 - février 1943) était un inventeur et un ingénieur français.





FIGURE 1.4 – Photographie du rotor d'un moteur à courant continu (1954) et de sa plaque signalétique

- En 1947, l'invention du transistor par les Bell Labs permettra une incroyable évolution de l'électronique.
- L'invention du thyristor en 1950 et sa production industrielle en 1956 ont permis d'envisager des variateurs de vitesse à haut rendement.
- Dans les années 1980, l'invention des aimants au néodyme permettra de concevoir des machines synchrones à aimants permanents à haut rendement et à forte densité de couple.
- Le développement de l'informatique permettra des avancées dans le domaine de la simulation, notamment pour les simulations à éléments finis. Les conceptions de machines pourront alors être optimisées.
- L'incroyable évolution de l'électronique, avec le développement de calculateurs (micro-contrôleur, microprocesseur, processeur) de plus en plus puissants a permis l'implémentation de lois de commande de plus en plus avancées. Le pilotage des machines est alors plus fin et les performances augmentées.
- À la fin du XX<sup>e</sup> siècle, la mondialisation et l'émergence de nouvelles super puissances permettent d'augmenter la production et l'utilisation des machines électriques.

## 1.2 Électrification des transports et problématique des terres rares

### 1.2.1 Électrification des transports

Bien que très en vogue dans le contexte économique et écologique actuel, l'électrification des moyens de transport a débuté dès le XIX<sup>e</sup> siècle. Nous avons déjà parlé, dans la section précédente, des moteurs de Jacobi qui équipaient des bateaux à partir de 1838. Cependant, à ce moment, les batteries n'étaient pas très performantes et les énergies fossiles étaient en plein essor. Le même type de problème se posait à la "jamais contente" (voir figure 1.5) célèbre pour avoir été la première voiture (toutes motorisations confondues) à franchir les 100km/h en 1899. Les batteries permettaient à cette voiture de développer, via son moteur électrique, une

grande puissance durant un court instant. Il faut noter que cette voiture n'est pas la première voiture électrique développée. Ce type de véhicule présentait certains avantages en comparaison aux voitures à pétrole de l'époque. En effet, les voitures à motorisation électrique étaient plus silencieuses, plus propres (pas au sens écologique mais au sens de l'encrassement), plus fiables, plus confortables et plus faciles à démarrer que leurs homologues fonctionnant au pétrole. Elles étaient cependant plus lourdes et plus chères.



FIGURE 1.5 – Photographie de la "jamais contente", exposée au musée national de la voiture et du tourisme de Compiègne

Le transport sur rails a été un réel vivier d'innovation pour la traction électrique. La première locomotive électrique a été mise au point au début de XIX<sup>e</sup> siècle. Elle était alimentée par des piles galvaniques et était donc soumise à la problématique de l'autonomie. C'est en 1879 qu'une première locomotive alimentée par un troisième rail (à l'instar de certains métros actuels) a été présentée par Siemens<sup>[26]</sup>. Le problème de l'autonomie était alors résolu et le transport sur rails s'est développé comme nous le connaissons. Assez rapidement, une alimentation par contact aérien a été proposée. Les évolutions se sont toutes succédées, entraînant une augmentation de la vitesse de déplacement. Ainsi, en 2007, un bien (re)nommé TGV (Train à Grande Vitesse, initialement TurboTrain à Grande Vitesse) de la SNCF atteint le record de 574,8 km/h grâce à la propulsion électrique. Ce record n'a toujours pas été battu par un train sur rails. Revenons à l'historique du TGV, il est le fruit d'une collaboration entre la SNCF et l'entreprise Alstom (agrégation des mots Alsace et Thomson). Les premiers essais furent réalisés à partir de 1972, une des motrices est notamment visible sur l'autoroute A36 au niveau de Belfort (cf. figure 1.6). La notation "Belfort aux Alsthommes" a été inscrite sur le train en guise de remerciements aux employés d'Alstom du site de Belfort. Une autre motrice du même type est visible sur l'A4 au niveau de Schiltigheim-Bischheim dans le Bas-Rhin. Ces premiers TGV étaient propulsés par des turbines à gaz. L'utilisation de moteurs électriques dans les TGV n'est étudiée qu'à partir des années 1970, suite au choc pétrolier de 1973. La mise en service du premier TGV à propulsion électrique a été réalisée en 1981.

Pendant très longtemps, les moyens de transport étaient équipés de machines à courant continu. Cela s'explique par leur facilité de pilotage. En effet, un simple rhéostat connecté en série avec l'induit permettait de réguler la vitesse de rotation en dissipant l'énergie excessive sous forme de chaleur. Ces machines avaient également l'avantage de pouvoir être alimentées avec une tension alternative monophasée. Des méthodes de changement de connexion série/parallèle de plusieurs machines permettaient également d'augmenter le couple au démarrage et la vitesse une fois lancée.

---

[26] Ernst Werner von Siemens (décembre 1816 - décembre 1892) était un inventeur et industriel allemand.



FIGURE 1.6 – Photographie d'une motrice de TGV 001 au niveau de Belfort sur l'A36

Il faut attendre l'essor de l'électronique de puissance dans les années 1960 pour que des variateurs de vitesse soient développés, laissant apercevoir une facilitation du pilotage des machines alternatives, d'abord pour les machines asynchrones puis pour les machines synchrones.

Nous souhaitons également mentionner le transport par câble, initialement réservé aux zones géographiquement contraintes comme les montagnes. Il est de plus en plus considéré pour du transport urbain. Les motrices des remontées mécaniques étaient longtemps des machines à courant continu. Encore aujourd'hui, certaines stations alpines souhaitent rester sur cette technique qui a fait ses preuves pendant plusieurs décennies. Une vue générale de ce type de transport, ainsi que les projets lancés à la fin des années 2000, sont présentés dans [Hof06].

Ce n'est que beaucoup plus récemment que le domaine de l'aviation s'est penché sur le sujet de la propulsion électrique. Depuis le début des années 2000, un consensus tend à développer des avions "plus électriques", associant l'utilisation d'énergie fossile et électrique. Les principaux avantages énoncés pour motiver cette évolution concernent le gain de masse et le gain d'efficacité. Des considérations écologiques sont aussi avancées. En effet, les huiles utilisées dans les systèmes hydrauliques (remplacés par des actionneurs électriques) sont néfastes pour l'environnement.

Depuis peu, les voitures à propulsion électrique sont le siège de nombreux développements et améliorations. Leur nombre ne cesse d'augmenter, et tout semble indiquer que cela va continuer. En effet, les députés européens ont voté (juin 2022) l'interdiction de la vente de voitures neuves à moteur thermique dès 2035 dans l'Union Européenne (hormis des véhicules produits en faible nombre, type véhicule de luxe ou petit utilitaire). Ici, les principaux avantages visés sont la réduction de consommation d'énergie fossile, une amélioration du rendement et une

réduction de la pollution lors de l'utilisation. Le poids des machines, leur densité de couple, le couple au démarrage et la possibilité de surcharge et ou survitesse sont importants pour ce type d'application. Des détails des principales caractéristiques nécessaires pour satisfaire les exigences de l'application véhicule électrique sont présentés dans [Bia16 ; Opr15 ; Kum20 ; CIS18]. Un cycle classique de fonctionnement d'une voiture électrique est présenté dans [Rai20].

Encore plus récemment, l'essor des vélos à assistance électrique a attiré l'attention des équipementiers automobiles. Par exemple, les moteurs Bosch<sup>[27]</sup> sont très reconnus dans le domaine des vélos à assistance électrique. Nous pouvons aussi citer Valéo qui souhaite pénétrer ce marché avec un système de boîte de vitesse et une transmission par courroie. Pour ces applications, le poids, la densité de couple et le rendement sont, une fois encore, des critères de choix.

Au vu des objectifs visés, la machine synchrone à aimants permanents a longtemps été, et est encore, la technique privilégiée. Cependant, l'utilisation massive des aimants à forte puissance massive composés de néodyme, fait émerger de nouvelles problématiques.

### 1.2.2 La problématique des terres rares

Le néodyme fait partie d'un groupe d'éléments appelés "terres rares". Ces éléments sont largement utilisés dans le domaine des nouvelles technologies. Le nom de terre rare leur a été donné en référence à leur faible concentration dans la croûte terrestre. Ils ne sont pas réellement rares puisque nous pouvons les trouver partout sur le globe. Cependant, leur faible concentration rend leur exploitation très énergivore et leur traitement rejette de nombreux produits polluants. Dans son livre "La guerre des métaux rares" [Pit18], Guillaume Pitron dépeint largement les problématiques actuelles posées par l'exploitation de ces éléments.

En plus de la problématique écologique, qui a commencé à être traitée par les médias grand public [Kai14 ; Eco], le quasi-monopole détenu par la Chine génère des tensions sur les prix et les chaînes d'approvisionnement. Une stratégie de *dumping social* visant à faire avorter tout projet d'exploitation de néodyme hors de Chine est suspectée. Avec un monopole, les prix sont facilement fixés. Avec un soutien des politiques publiques, ils peuvent être transitoirement maintenus assez bas pour que les exploitations étrangères soient contraintes de faire faillite. De plus, cela a pour effet d'attirer les productions étrangères voulant profiter de prix plus bas à l'intérieur des frontières. Petit à petit, la Chine passe de fournisseur de matières premières à producteur de biens à haute valeur ajoutée, jusqu'à même développer et innover. Ainsi, il n'est pas étonnant que ce pays possède aujourd'hui une grosse partie du marché mondial des éoliennes, très consommatrices de néodyme. De même, avec l'essor des voitures électriques, de nombreux nouveaux constructeurs automobiles chinois voient le jour depuis quelques années.

Cette dépendance à la Chine crée des tensions non souhaitables pour les constructeurs étrangers. Par exemple, le graphique 1.7 provenant de [Jah17] représente l'évolution du prix du néodyme entre janvier 2009 et janvier 2014. Nous pouvons y voir une crise lors de l'année 2011. De plus, des fluctuations à court terme rendent le prix de ce matériau très volatile. Aussi, la spéculation de certains investisseurs cherchant à tirer profit de ces fluctuations tend à déstabiliser encore plus les cours. Dans une machine synchrone à aimants permanents, les aimants sont les éléments les plus chers et représentent environ 30% du coût total de la machine [Rai20 ;

---

[27] Fondée par Robert Bosch (septembre 1861 - mars 1942) qui était un industriel allemand.

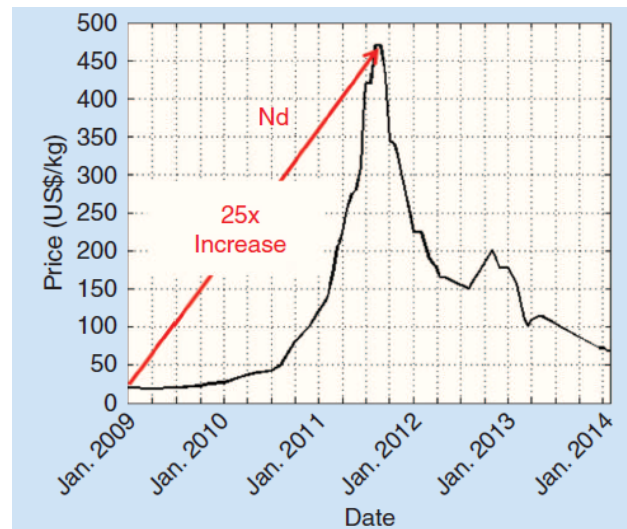


FIGURE 1.7 – Évolution du prix du néodyme lors de la crise du début des années 2010 [Jah17]

Sia17]. Il semble alors naturel que les constructeurs de machines cherchent à s’affranchir de leur dépendance aux terres rares en limitant leur utilisation. Ainsi, les machines avec moins d’aimants, voir aucun aimant comme les machines synchrones à réluctance variable (MSRV), ont vu l’intérêt porté à leur égard s’intensifier ces dernières décennies. En regardant l’évolution actuelle du prix du néodyme (visible sur <https://www.magnet-sdm.com/prnd-price-trend/>) nous constatons que nous vivons une nouvelle crise du néodyme depuis début 2021. Ainsi, la problématique de l’approvisionnement en néodyme est tout à fait d’actualité.

L’utilisation massive des terres rares fait donc émerger des problématiques multidisciplinaires, mêlant sciences appliquées et sciences humaines et sociales. Ce constat a été le point de départ d’une collaboration entre l’Université Jean Moulin Lyon III et notre équipe de recherche. En effet, Mateo Ramirez a réalisé son stage de master de l’Université Jean Moulin Lyon III en lien cette thématique [Ram20]. Le stage a été financé par l’enjeu Transport : Structures, Infrastructures et Mobilités de l’INSA Lyon et s’inscrit dans une volonté de tisser des liens entre les sciences appliquées et les sciences humaines et sociales à travers cinq grands enjeux sociétaux.

## 1.3 État de l’art de la recherche autour des MSRV

### 1.3.1 Distinction entre la machine synchrone à réluctance variable et la machine à réluctance variable à double saillance

Avant de traiter de l’état actuel de la recherche autour des MSRV, nous souhaitons lever une confusion entre les machines synchrones à réluctance variable (aussi appelées machines synchro-reluctantes ou *synchronous reluctance machines* en anglais, abrégées *SynRM*, *SynREL* ou *SynR*) et les machines à réluctance variable à double saillance (aussi appelées machines à réluctance commutée ou *Switch reluctance machines* en anglais, abrégées *SRM*). Ayant toutes les deux des rotors passifs dépourvus d’aimant et d’enroulement, ces deux techniques sont souvent confondues. Le fait qu’elles reposent toutes deux sur le principe de réluctance variable accentue

cette confusion. Une comparaison des deux techniques est proposée dans [Yan15].

Ces deux types de machines se différencient non seulement par leur rotor (voir figure 1.8), mais aussi par leur stator et leur électronique de commande. Le stator d'une MSR/V est similaire à celui d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ou d'une machine asynchrone (MAS) avec, généralement, trois phases. Le bobinage peut être concentré ou distribué, les couplages magnétiques mutuels sont significatifs. Au contraire, le bobinage d'une machine à réductance à double saillance est exclusivement concentré et le couplage mutuel entre les phases est quasiment nul. Il dispose d'un nombre de phases généralement différent de trois (souvent quatre). La différence du nombre de phases implique nécessairement une modification de l'électronique de pilotage. Ainsi, une MSR/V est généralement connectée à un onduleur de tension triphasée à deux niveaux alors qu'une SRM est reliée à un convertisseur différent. Enfin les stratégies de commande sont très différentes. Pour la MSR/V, la théorie de la commande des machines tournantes est applicable sans grande difficulté. Pour la SRM, la méthode de commande est assez différente et se rapproche des commandes de BLDC (*brushless DC motors* en anglais) ou des moteurs pas à pas. Un état de l'art concernant la modélisation, la conception et les applications de ce type de machine est proposé dans [Li19].

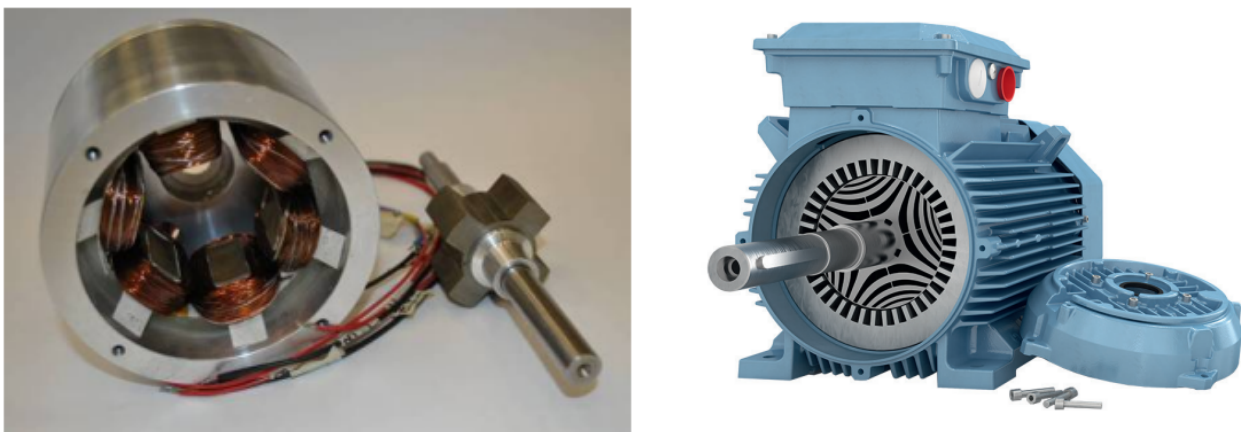


FIGURE 1.8 – Comparaison d'une machine à réductance commutée (gauche, tirée de [Liu11]) et d'une machine synchrone à réductance variable (droite, tirée du site ABB)

#### 1.3.2 Brève comparaison de la MSR/V avec la MSAP et la MAS

Plusieurs études se sont penchées sur la comparaison des MSR/V avec les autres machines électriques, particulièrement les MSAP et les MAS. Dans [Sia17], une MSR/V est comparée au moteur d'une Toyota Prius (MSAP) grâce à un logiciel à éléments finis. Les avantages de la MSR/V sont alors les suivants : coût plus faible (absence d'aimant permanent), couple moins dépendant de la température. Les inconvénients de la MSR/V sont : ondulation de couple, densité de puissance plus faible et un faible facteur de puissance qui implique des contraintes sur le convertisseur connecté à la machine.

Une comparaison entre les MSR/V, MSAP et MAS est proposée dans [DS16]. Il en ressort que le rendement d'une MSR/V est meilleur que celui d'une MAS et que son inertie est plus faible. En effet, l'absence de conducteur au rotor permet de réduire l'inertie de la MSR/V. Plus de

détails sur la comparaison du rendement de ces deux technologies sont disponibles dans [Ras19]. Généralement lors de la comparaison d'une MSRVR et d'une MAS deux points sont avancés : soit la MSRVR peut être plus efficace (meilleur rendement) pour un même encombrement, soit la MSRVR aura un encombrement plus faible que la MAS à puissance égale. Les inconvénients de la MSRVR par rapport à une MAS sont les suivants : impossibilité de démarrer directement sur le réseau électrique, faible facteur de puissance. La comparaison avec une MSAP est également réalisée. Alors, en plus de ceux cités au paragraphe précédent, les avantages de la MSRVR sont : une meilleure robustesse (plus longue durée de vie), une plage de fonctionnement en vitesse plus importante. Les désavantages de la MSRVR par rapport aux MSAP sont : plus encombrante, faible facteur de puissance, faible rendement.

Le tableau 1.1 synthétise les avantages et inconvénients des trois technologies mentionnées.

Technologie	Avantages	Inconvénients
MSAP	rendement encombrement poids/puissance	aimants permanents (coût) sensible à la température peu robuste
MAS	robustesse démarrage sur réseau fabrication	rendement encombrement inertie (poids)
MSRV	absence d'aimant robustesse indépendance à la température	encombrement facteur de puissance fabrication

TABLEAU 1.1 – Récapitulatif des comparaisons entre les MSRVR, MAS et MSAP

### 1.3.3 Revue de littérature des MSRVR

Un état de l'art sur les différentes pistes de recherche sur les MSRVR est proposé dans [Taw21]. Nous détaillons ici quelques points particuliers.

#### Conception des MSRVR

Comme visible sur la figure 1.8, le rotor de la MSRVR est particulièrement travaillé. De plus, les performances (rendement, facteur de puissance, densité de couple) de la machine sont directement liées au rotor de la machine. En particulier, son rapport de saillance joue un rôle important. Cette grandeur correspond au rapport d'inductance de l'axe direct ( $L_d$  dans le repère de Park) et celle de l'axe en quadrature ( $L_q$  dans le repère de Park). Elle correspond globalement à l'asymétrie du rotor. Plus le rapport de saillance est élevé, plus la machine sera performante. Ainsi, de nombreuses études se sont penchées sur des conceptions optimales de rotor. Ces travaux incluent aussi bien l'étude des matériaux [Abr20a ; Ibr15a], que l'étude du type de feuilletage [Abr20b]. En comparaison au feuilletage transversal (*transversally laminated*

en anglais), le feuilletage axial (*axially laminated* en anglais) permet une amélioration des performances en augmentant le rapport de saillance. Cependant, il requiert des processus industriels plus complexes et donc plus coûteux. De plus, la tenue mécanique du rotor peut poser des problèmes à haute vitesse. Aussi, l'ondulation de couple de la machine à rotor à feuilletage axial présentée dans [Abr20b] est importante, pouvant aller jusqu'à 43% du couple moyen. Les deux types de feuilletage sont représentés sur la figure 1.9.

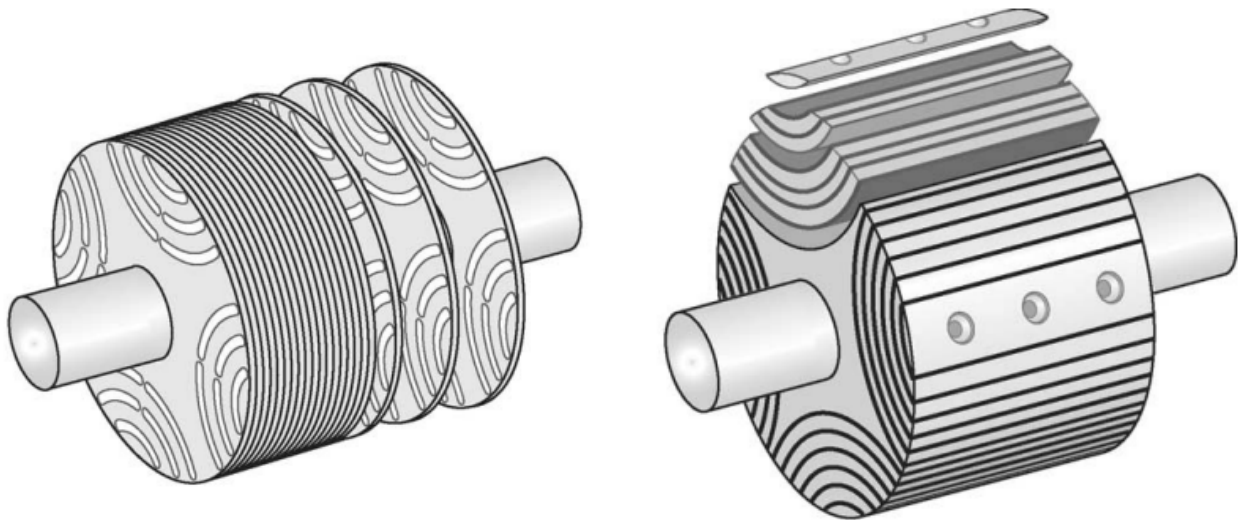


FIGURE 1.9 – Comparaison des deux types de feuilletage : axial (gauche) et transversal (droite), tiré de [Fuk08]

Les barrières de flux sont les zones composées de matériaux non ferromagnétiques (comme l'air par exemple) visibles en blanc sur le schéma de gauche de la figure 1.9 et en noir sur le schéma de droite. La figure 1.10 représente en détail les différentes zones du rotor d'une MSR. Ce sont ces barrières de flux qui sont très souvent étudiées et optimisées. Ainsi, leurs nombres,

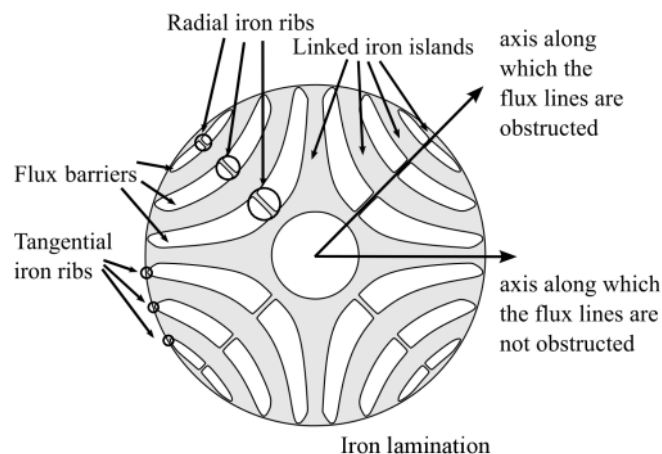


FIGURE 1.10 – Schéma d'un rotor de MSR avec ponts magnétiques, tiré de [Bao19]

leurs formes et leurs tailles sont discutés dans de nombreux articles traitant de la conception de



MSRV [Opr15 ; Yan18 ; Vag98a]. Le but est généralement d’optimiser la machine selon différents objectifs, par exemple le rapport de saillance ou les ondulations de couple. Ces optimisations sont très généralement réalisées grâce à des logiciels à éléments finis (FEMM, Flux, Ansys, COMSOL, etc.).

Certains auteurs proposent également des conceptions singulières, par exemple [Ala20] envisage une structure à double rotor : un rotor intérieur et un rotor extérieur. De cette manière, le stator se situe entre les deux parties du rotor. Cette configuration permet d’améliorer la densité de couple de la machine tout en réduisant les ondulations de couple. Cependant, la fabrication et l’assemblage d’une telle machine présentent des difficultés.

## Modélisation des MSRV

La modélisation permet de formaliser des phénomènes complexes sous formes adéquates à la simulation, l’analyse ou la synthèse de commande. Nous distinguons ici différents types de modèles.

Premièrement, le modèle de conception est généralement très précis et relativement complexe. Il a pour objectif de représenter au mieux la réalité en régime permanent. Il est réalisé grâce à un logiciel de simulation à éléments finis et requiert une forte capacité de calcul. Ce type de modèle ne permet pas de réaliser des simulations longues (de l’ordre de quelques secondes). Il est généralement utilisé lors de la phase de conception de la machine, ou bien pour comparer précisément des machines entre elles. Par exemple, l’article [Opr15] compare différentes topologies (rotor et stator) de MSRV grâce à leur modélisation par éléments finis. L’application visée est un véhicule électrique de gabarit moyen, les moteurs ont une puissance de 66kW pour une vitesse de rotation de 12000 rpm.

Ensuite, le modèle de simulation permet d’analyser l’interaction entre la machine et les autres éléments du système (onduleur, capteurs, charge mécanique, calculateur) tout en se passant des problématiques liées aux tests expérimentaux. Les simulations peuvent représenter le fonctionnement à la fois en régime permanent et en régime transitoire. LE modèle de simulation permet toutefois de prendre en compte certains aspects expérimentaux, comme par exemple les bruits de mesures. Ce modèle est moins complexe que le précédent et donc moins précis mais il permet de tester les lois de commande développées.

Un troisième niveau de modélisation est le modèle de commande. Ce modèle est plus simple que le modèle de simulation. Des phénomènes à la fois complexes et peu impactant sont souvent négligés. Le modèle de commande repose sur des équations analytiques, souvent sous forme dynamique. Il est ainsi généralement composé d’un ensemble d’équations différentielles rendant compte du comportement de la machine. Ce comportement est représenté par l’évolution des courants, de la tension de bus, de la vitesse de rotation, de la position du rotor, de la température de la machine [Gha19] ou encore des frottements mécaniques [AH94]. C’est à partir de ce modèle que la commande de la machine peut être synthétisée. Elle pourra ensuite être testée sur le modèle de simulation puis, si les résultats sont concluants, en conditions réelles lors d’expérimentations. Par exemple, dans [Qu12], les auteurs présentent un modèle de simulation de MSRV. Ce modèle prend en compte les saturations magnétiques sous forme de fonctions explicites et différentiables. Le nombre de paramètres est relativement élevé car neuf paramètres sont nécessaires à la modélisation des saturations (et saturations croisées) magnétiques de la machine. Le modèle est utilisable pour simuler des MSRV, les auteurs avancent également qu’il

est pertinent pour la synthèse de commande. Cependant, au vu du nombre de paramètres et de la complexité des fonctions de saturation, nous pensons que ce modèle est très pertinent pour la simulation mais peu adapté à la synthèse de commande. De nombreuses autres études [Qu12; Yam05; Kil02; Ibr17; Arm13] cherchent à modéliser le phénomène de saturation magnétique dans les MSRv.

Certains auteurs proposent de modéliser les pertes fer [Bet92; Chi04; Lee99; Xu91; Uez94; Chi92; Xu92; Yah14; Kri10; Bog10]. Ces dernières ont un impact direct sur le rendement de la machine. Une manière de modéliser les pertes fer, de sorte à obtenir un modèle adapté à la synthèse de commande, est d'ajouter une résistance sur chaque axe du repère de Park. Le comportement électrique de la MSRv est alors modélisé par les deux circuits représentés sur la figure 1.11. La résistance  $R_i$  permet de modéliser les pertes fer. Cependant, sa valeur n'est pas constante et dépend du point de fonctionnement. En particulier elle varie avec la fréquence électrique, le niveau de courant et le niveau de tension. La difficulté est alors d'obtenir la valeur de  $R_i$ . Certaines études [FB01; Yah14] montrent qu'elle varie globalement linéairement avec la vitesse rotation. Aussi, l'utilisation d'une unique valeur de  $R_i$  pour les deux axes  $d$  et  $q$  est justifiée dans le premier papier. Une autre difficulté provient du fait que les courants mesurés (avant la résistance  $R_i$ ) ne sont pas égaux à ceux qui génèrent du couple (après la résistance  $R_i$ ).

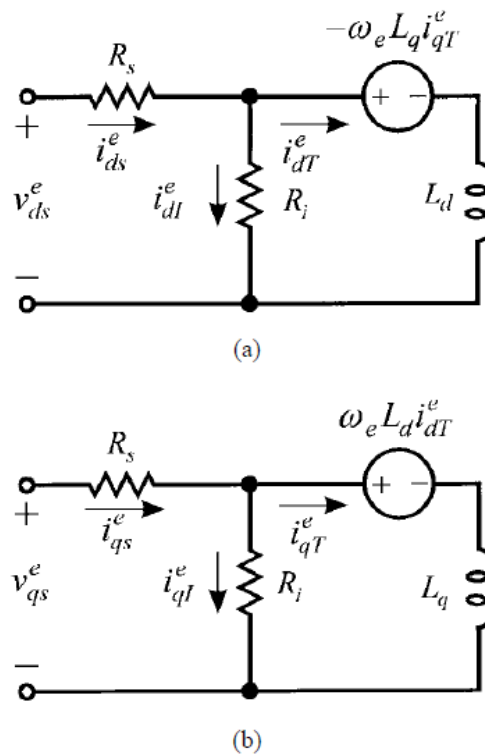


FIGURE 1.11 – Circuits équivalents d'une MSRv avec prise en compte des pertes fer dans l'axe direct (a) et dans l'axe en quadrature (b), tirés de [Lee99]

Nous reviendrons plus en détail sur la modélisation du comportement électrique de la MSRv dans le chapitre 2. Le chapitre 4 sera entièrement consacré à la modélisation de l'aimantation rémanente de la MSRv.

## Commande des MSRV

À partir des différents modèles de MSRV, des lois de commande ont été proposées, simulées et testées expérimentalement. Il faut noter que le passage de la simulation à la pratique nécessite une phase d'identification. Durant cette phase, les valeurs des paramètres de la machine réelle (apparaissant dans le modèle de la machine) doivent être déterminées. Cette phase est généralement chronophage et des innovations sont constamment proposées par les chercheurs [Com17 ; VR89 ; Rah05 ; Arm13 ; Del12]. Par exemple, [Arm13] propose une méthode simple à mettre en place permettant de cartographier les saturations (et saturations croisées) magnétiques de la machine. La méthode est basée sur la mesure des courants et tensions (dans le repère de Park) en régime permanent. Elle nécessite toutefois un système d'entraînement annexe pour assurer une vitesse de rotation non nulle. Dans [Del12], une identification des paramètres d'une MSAP basée sur la méthode des moindres carrés est proposée. Cette identification permet de prendre en compte le potentiel biais du capteur de position de la machine. Il peut être envisagé d'améliorer cette méthode en fonctionnement en enregistrant quelques mesures ponctuelles de sorte à enrichir le jeu de données.

Une revue générale sur les différentes commandes appliquées aux MSRV est présentée dans [Hei21]. Une commande largement répandue pour le pilotage des machines électriques, et donc les MSRV, est la commande dite vectorielle (*field oriented control* en anglais) [Haz11 ; Uez94 ; Mat93]. Cette commande repose sur la modélisation de la machine dans le repère de Park et nécessite donc la connaissance de la position du rotor de la machine. Dans ce repère, le couple et le flux peuvent être contrôlés presque indépendamment via les courants direct et en quadrature. L'asservissement de ces derniers est réalisé par des correcteurs linéaires PI (proportionnel intégral). Une action de compensation par anticipation (*feed-forward compensation* en anglais) est classiquement ajoutée. Cette compensation nécessite une connaissance précise de la valeur des inductances de la machine. Comme expliqué précédemment, les inductances des MSRV varient fortement du fait de la saturation magnétique. Ainsi, certains auteurs [Mor07 ; Hei20 ; Kum20] proposent de prendre en compte ces saturations à travers l'utilisation de tables de données (*LuTs : Look-up Tables* en anglais). Les performances dynamiques (en régime transitoire) sont ainsi améliorées. Aussi, la prise en compte des saturations magnétiques dans la commande permet d'adapter les consignes de courants au point de fonctionnement et ainsi d'améliorer son rendement. Pour se passer de la phase d'identification ou des simulations à éléments finis nécessaires à l'obtention des tables de données d'inductances, des observateurs [Jeo09] ou des estimateurs ont été développés. De cette manière, les valeurs des inductances sont directement obtenues en fonctionnement. Ces méthodes permettent de prendre en compte d'éventuelles variations d'inductances au cours de la vie de la machine.

Pour des raisons de coût et/ou d'encombrement, le capteur de position est parfois retiré du système. L'information de position étant nécessaire pour la commande vectorielle, des auteurs ont développé des méthodes d'estimation de position en ligne afin de retirer le capteur de position [Sca19b]. Une rapide revue de la littérature sur ce sujet est proposée dans [Ich06].

Une commande plus simple mais globalement moins performante est la commande dite scalaire, aussi appelée "V/f". Elle consiste à faire varier l'amplitude de tension linéairement avec la vitesse de rotation souhaitée. Cette méthode est héritée des MAS. Elle ne nécessite pas de capteur de position et est généralement utilisée dans des applications à faibles coûts et peu exigeantes du point de vue dynamique. Par exemple, les systèmes de pompage ou de

ventilation sont des applications dans lesquelles de tels contrôles sont envisagés. Pour des raisons économiques, l'auteur de [Lee20] propose, en plus de se passer du capteur de position, d'utiliser un unique capteur de courant, placé en amont de l'onduleur. Dans la même logique, [Kim06] propose quelque chose de similaire.

Enfin, nous mentionnerons la commande directe de couple (*DTC : Direct Torque Control* en anglais). Cette méthode de commande est utilisée pour des applications peu sensibles aux ondulations de couple et dont la dynamique est critique. Contrairement aux deux commandes précédentes, la commande DTC n'utilise pas de modulateur de largeur d'impulsion. Les commandes d'ouverture et de fermeture des transistors sont directement fournies par les correcteurs dont les sorties sont donc discontinues. Certains auteurs ont appliqué cette méthode aux MSRVS [Hei20; Kan98].

L'implémentation de techniques de commande non linéaires a donné lieu à plusieurs études. Par exemple [Lee99] propose une commande linéarisante et [Wie17] propose un contrôleur de courant par logique floue.

Depuis quelques années, avec l'essor de l'intelligence artificielle, certains auteurs s'intéressent à des commandes sans modèle [Lin16; Car19; Ma20; Fli08; Fli13]. Cependant, à notre sens, les commandes proposées reposent tout de même sur un modèle très rudimentaire déduit et mis à jour lors d'une phase qu'on pourrait qualifier d'apprentissage.

#### 1.3.4 Objectifs de la thèse

L'objectif général de cette thèse peut se résumer comme suit : nous cherchons à obtenir un modèle générique et fin de machine synchrone à réluctance variable de sorte à l'utiliser en vue de synthétiser des lois de commande pour des applications à vitesse variable. Ceci dans le but d'améliorer les performances statiques et dynamiques ainsi que la robustesse de ces machines.

Bien que divers modèles soient présents dans la littérature, certains phénomènes comme l'aimantation rémanente sont rarement considérés et jamais modélisés convenablement. En effet, les strates de modélisation semblent manquer d'une couche intermédiaire entre des modèles très simplifiés (utilisées pour la synthèse de commande) et des modèles très complexes (utilisés pour la conception de machine) permettant de prendre en compte des phénomènes fins. Durant cette thèse, nous souhaitons nous placer à cette interface de sorte à prendre en compte des phénomènes physiques complexes tout en assurant d'avoir un modèle dynamique propice à la synthèse de commande.

Ainsi, dans une première partie de la thèse, nous nous sommes intéressés à la prise en compte de phénomènes généralement négligés du fait de leur complexité. Nous cherchons à obtenir un modèle dynamique qui soit exploitable pour la synthèse de commande qui constitue une seconde partie de la thèse. Ainsi, nous souhaitons avoir des équations différentielles régissant l'évolution des grandeurs électriques de la MSRVS. Si le modèle de connaissance est considéré comme une boîte blanche et le modèle de comportement comme une boîte noire, nous proposons un modèle de type boîte grise.

La seconde partie de cette étude consiste à développer des lois de commandes adaptées aux MSRVS. En ce sens, cette deuxième phase repose largement sur la première. Nous sommes convaincus qu'un meilleur modèle permet la synthèse de lois de commande plus adaptées et

plus performantes. En outre, un modèle plus fin permet de faciliter le passage de la simulation vers l'expérimentation.

De plus, les études considérant l'utilisation d'une MSRVL en génératrice sont assez rares [Ros14; Guh08; Par08]. Pourtant, le mode de fonctionnement générateur d'une MSRVL est pertinent dans diverses applications. Bien sûr la production d'électricité en fait partie, mais le freinage régénératif des véhicules électriques est aussi un exemple d'application nécessitant d'avoir une machine fonctionnant en génératrice. Pour ces raisons, nous avons consacré une partie de ce travail à l'étude des MSRVL dans un fonctionnement générateur.

## 1.4 Présentation du banc de test de la MSRVL

Cette section vise à présenter le banc de test utilisé pour la majorité des expériences introduites dans ce mémoire. Il a été développé à partir d'un banc précédent dont seules la MSRVL et la plateforme de prototypage rapide ont été conservées. Je me dois de mentionner le travail réalisé par Hugues Dorgeron et Pascal Bevilacqua qui ont largement contribué au développement et à la réalisation du banc de test. La conception mécanique de la structure du banc a été réalisée par Hugues Dorgeron. La conception des cartes électroniques a été réalisée par Pascal Bevilacqua.

Dans le cadre de ce travail, le principal composant d'intérêt de ce banc de test est la MSRVL. Il s'agit d'une MSRVL fabriquée et commercialisée par Bonfiglioli (référence exacte : BSR90LE154055FB5). Les caractéristiques essentielles, fournies par le constructeur de cette machine, sont rapportées dans le tableau 1.2.

Le principal objectif de ce banc de test est de pouvoir tester la MSRVL à différents points de fonctionnement en vitesse et/ou en couple. De même, la machine doit pouvoir opérer en fonctionnement moteur et générateur. Nous avons ainsi opté pour l'utilisation d'une machine électrique pour réaliser une charge mécanique active pilotable. Cette machine est une MSAP fabriquée par Leroy-Somer (référence exacte : 95UMC300HAAAA), ses caractéristiques principales (fournies par le constructeur) sont regroupées dans le tableau 1.3.

Les deux machines électriques sont connectées tête-bêche. Des accouplements souples sont utilisés pour relier les deux arbres entre eux. De cette manière, les positions et vitesses mécaniques des deux machines sont identiques aux rattrapages d'alignement près. La figure 1.12 montre ces deux machines connectées par leurs arbres. Sur cette image, l'élément central est un couple-mètre produit par Magtrol. Tous les supports visibles ont été réalisés par le service technique du laboratoire.

Les deux machines sont chacune connectées à un onduleur de tension. Les deux convertisseurs sont identiques et ont été développés par le service technique du laboratoire. Du fait de leur réversibilité en courant, ils peuvent fonctionner en onduleurs ou en redresseurs actifs. La figure 1.13 montre un de ces onduleurs de tension. Il est composé de trois bras à deux niveaux. Les transistors sont des MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* en anglais) en carbure de silicium (SiC). La référence complète du composant est : NTHL080N120SC1 du fabricant Onsemi. Nous nous sommes portés vers ce choix afin de limiter les chutes de tension entre le drain et la source  $v_{ds}$  par rapport à des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT : *Insulated Gate Bipolar Transistor* en anglais). Ils sont pilotés par une méthode de

Grandeur physique	valeur	unité
Masse	14,5	kg
Puissance nominale	1,5	kW
Vitesse nominale	1500	rpm
Vitesse maximale	2250	rpm
Couple nominal	9,5	Nm
Courant nominal	4,1	A
Courant surcharge	5,5	A
Courant maximal	9,1	A
Tension nominale (inter-phase)	400 (Y)	V
Fréquence nominale	50	Hz
Rendement nominal	88,2 %	-
Nombre de paire de pôles	2	-
Résistance nominale par phase	2,6	$\Omega$
Inductance $L_d$ non saturée	0,289	H
Inductance $L_q$ non saturée	0,095	H

TABLEAU 1.2 – Principales caractéristiques de la MSRV utilisée pour les essais expérimentaux

Grandeur physique	valeur	unité
Masse	7,2	kg
Puissance nominale	1,85	kW
Vitesse nominale	3000	rpm
Couple nominal	5,9	Nm
Couple maximal	16,3	Nm
Constante de couple nominale	1,6	$\text{Nm} \cdot \text{A}^{-1}$
Constante de couple à chaud	1,4	$\text{Nm} \cdot \text{A}^{-1}$
Constante de vitesse nominale	98	$\text{V} \cdot \text{krpm}^{-1}$
Constante de vitesse à chaud	84	$\text{V} \cdot \text{krpm}^{-1}$
Résistance phase-phase	4	$\Omega$
Inductance phase-phase	0,0155	H

TABLEAU 1.3 – Principales caractéristiques de la MSAP utilisée comme charge active lors des essais expérimentaux

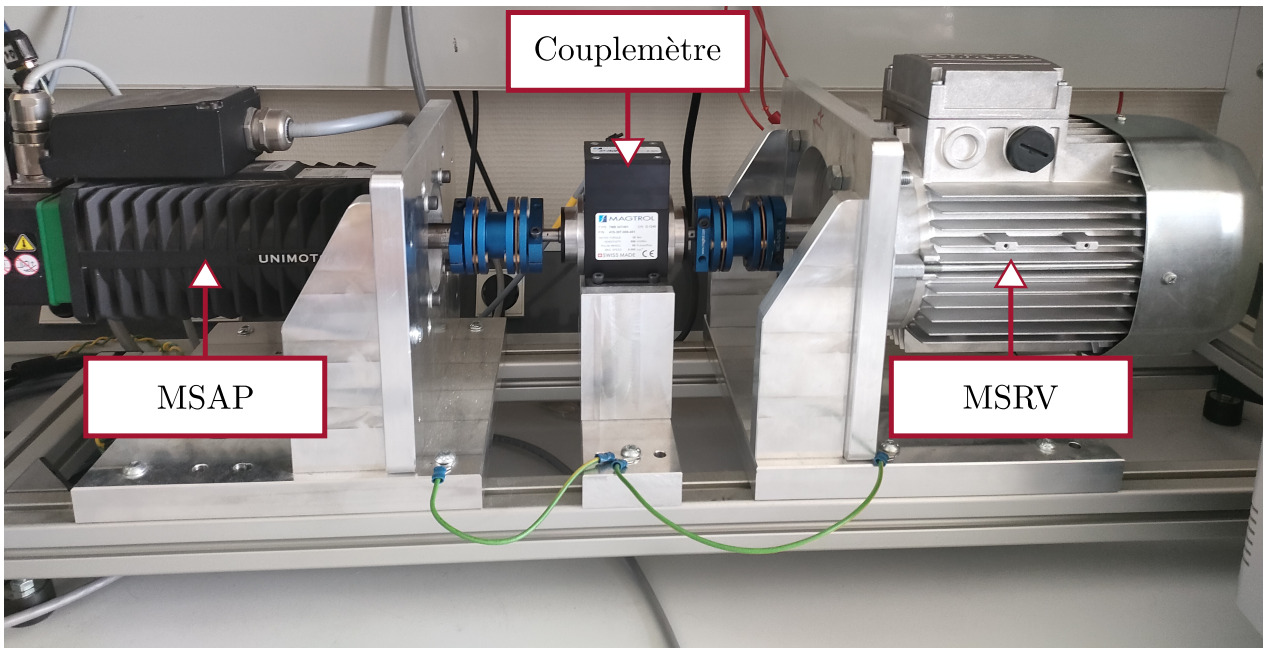


FIGURE 1.12 – Accouplement des deux machines utilisées pour les essais expérimentaux

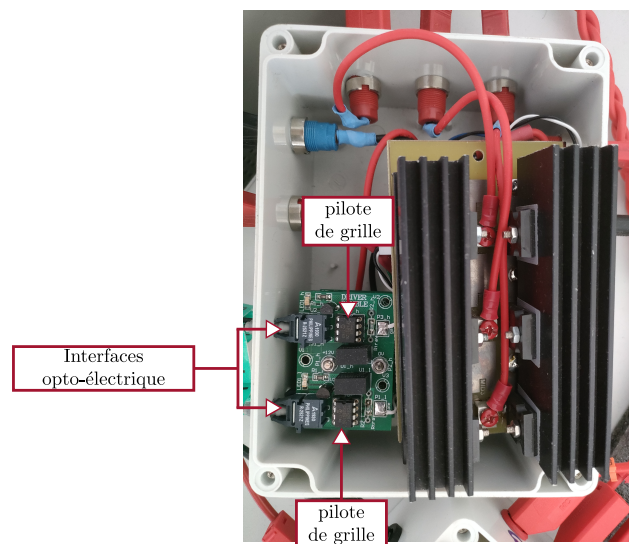


FIGURE 1.13 – Photographie d'un des convertisseurs utilisé pour les essais expérimentaux

MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). La fréquence de commutation des transistors a été fixée à 10 kHz. Les pilotes de grille (*gate drivers* en anglais) sont placés au plus proche des convertisseurs, ils sont visibles sur la figure 1.13.

Une alimentation à découpage régulée en tension permet de générer une source de tension continue. Cette dernière est connectée aux onduleurs des machines. En fonction de la configuration de banc souhaitée, l'alimentation peut être reliée au choix à un ou aux deux onduleurs de tension. En effet, dans certaines expérimentations, particulièrement celles réalisées dans les chapitres 4 et 5, le convertisseur de la MSR<sub>V</sub> n'est pas raccordé à une alimentation électrique. À la place, une charge résistive est utilisée de sorte à dissiper la puissance sous forme de chaleur. L'utilisation d'une même source de tension continue pour les deux machines permet de ne consommer que les pertes.

Pour limiter les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique, les signaux de commande sont transmis via des fibres optiques. Nous avons alors des interfaces électrique-optique puis optique-électrique de sorte à convertir les signaux de commande électriques en signaux optiques puis à nouveau en signaux électriques. Les signaux de commande proviennent d'une plateforme de prototypage rapide. Une MicroLabBox de chez dSPACE est utilisée à cet effet. Cette plateforme nous permet de faire l'interface entre les capteurs, les commandes MLI et les paramètres de commande réglables en fonctionnement. Les algorithmes de commande sont réalisés sur Matlab/Simulink. Différents capteurs sont utilisés sur ce banc de test :

- Des sondes à effet Hall<sup>[28]</sup> sont utilisées pour la mesure des courants de phase de chaque machine. Les mesures de courant de chaque machine sont synchronisées sur leur MLI respectives.
- L'information de position est récupérée par un capteur incrémental à 4096 points par tour mécanique. Cette information est traitée afin d'en extraire la vitesse. Le capteur est associé à la MSAP.
- Un capteur de couple est placé à l'interface des deux machines. Il permet d'obtenir l'information du couple utile. Une mesure de vitesse peut aussi être récupérée à partir de ce capteur.
- La mesure de tension du bus DC se fait à travers une sonde différentielle. En plus d'assurer une isolation entre la partie commande et la partie puissance du banc, cette sonde permet d'appliquer un gain, plaçant ainsi le signal de mesure dans la plage d'entrée de la plateforme de prototypage.

La figure 1.14 montre une photographie annotée du banc de test complet utilisé dans le cadre de cette thèse. La figure 1.15 représente schématiquement le banc de test, les traits pointillés représentent des liens pas toujours utilisés.

## Conclusion

Dans ce chapitre introductif, nous sommes revenus sur le contexte historique et général de nos travaux de recherche. Dans un premier temps, nous avons listé les principales découvertes fondamentales ayant permis le développement des machines électriques. Nous nous sommes ensuite intéressé aux enjeux liés à l'électrification des transports. Plus spécifiquement, nous

---

[28] Edwin Herbert Hall (novembre 1855 - novembre 1938) était un physicien américain.



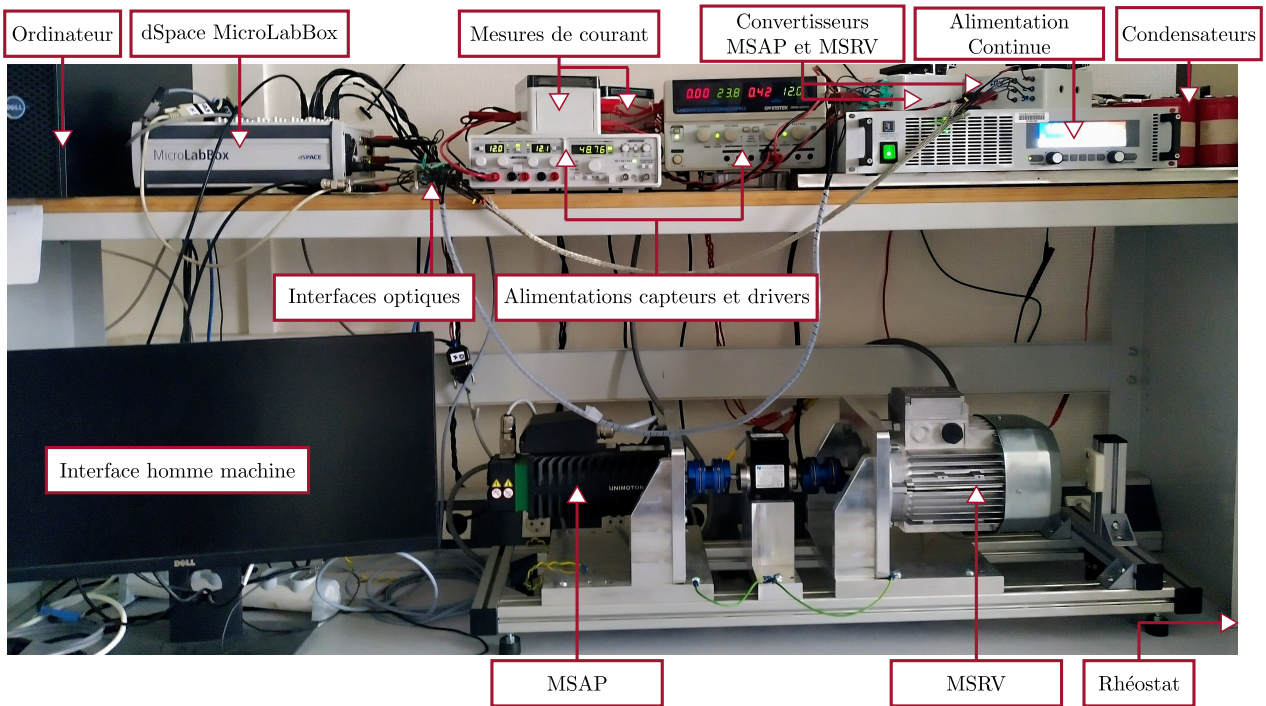


FIGURE 1.14 – Photographie annotée du banc de test du laboratoire

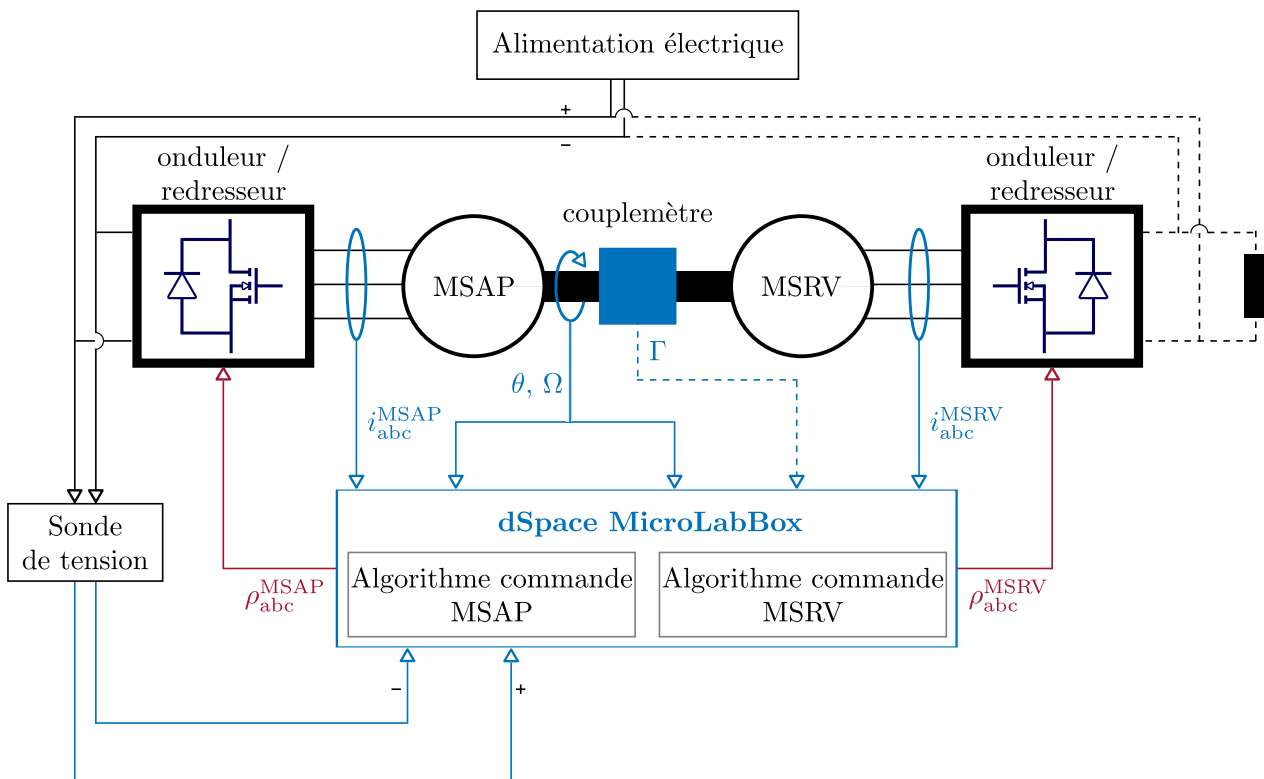


FIGURE 1.15 – Représentation schématique du banc de test du laboratoire

avons exposé la problématique des terres rares, et en particulier les tensions autour du néodyme qui compose une grande partie des aimants permanents présents dans les machines électriques. Ensuite, une revue de littérature a été proposée, avec comme points d'intérêts les travaux sur la conception, la modélisation et la commande des machines synchrones à réluctance variable. Cette mise en contexte nous a amené à définir précisément nos objectifs pour cette thèse. Enfin, le chapitre est conclu avec la présentation du banc de test. Ce dernier sera largement mentionné dans les chapitres suivants, il nous semblait important de le détailler en début de mémoire.



# Chapitre 2

## Modélisation électrique de la MSR<sub>V</sub>

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>33</b>
<b>2.1 Modélisation électrique classique d'une MSR<sub>V</sub> idéale dans le repère triphasé (a,b,c)</b> . . . . .	<b>34</b>
2.1.1 Généralités sur la modélisation des MSR <sub>V</sub> . . . . .	34
2.1.2 Modélisation électrique de la MSR <sub>V</sub> dans le repère triphasé : modèle à quatre paramètres . . . . .	34
2.1.3 Modélisation électrique de la MSR <sub>V</sub> dans le repère triphasé : modèle à deux paramètres . . . . .	37
<b>2.2 Modélisation électrique classique d'une MSR<sub>V</sub> idéale dans le repère de Park (d,q,0)</b> . . . . .	<b>39</b>
2.2.1 Généralités sur les transformées utilisées . . . . .	39
2.2.2 Application à la MSR <sub>V</sub> , choix de $\theta_e$ . . . . .	40
2.2.3 Mise en équation du modèle électrique de la machine synchrone à réductance variable dans les repères de Concordia et Park . . . . .	42
<b>2.3 Bilan de puissance de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>44</b>
2.3.1 Étude d'un système électro-magnéto-mécanique élémentaire . . . . .	44
2.3.2 Bilan de puissance de la MSR <sub>V</sub> dans le repère triphasé (a,b,c) . . . . .	48
2.3.3 Bilan de puissance de la MSR <sub>V</sub> dans le repère de Park (d,q,0) . . . . .	49
2.3.4 Trajectoire MTPA de la machine synchrone à réductance variable . . . . .	51
<b>2.4 Étude de la tension de neutre de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>52</b>
2.4.1 Origine de la tension de neutre de la machine synchrone à réductance variable . . . . .	52
2.4.2 Mesures expérimentales de la tension de neutre . . . . .	55
2.4.3 Discussion de l'impact de la tension de neutre . . . . .	57
<b>2.5 Prise en compte des saturations magnétiques des inductances en (d,q,0)</b> . . . . .	<b>57</b>
2.5.1 Introduction théorique à la saturation magnétique . . . . .	57
2.5.2 Identification expérimentale des inductances de la machine synchrone à réductance variable . . . . .	59

2.5.3 Effets notables de la saturation magnétique sur le fonctionnement de la machine synchrone à réductance variable . . . . .	61
<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>64</b>

---

---

# Introduction

Une étape préliminaire au développement d'une loi de commande est l'obtention d'un modèle du système à contrôler. Nous entendons "modèle" au sens d'un ensemble d'équations mathématiques permettant de rendre compte, au mieux, du comportement du système réel. En ce sens, un modèle est une simplification de la réalité, il ne rend pas compte du comportement du système de manière exhaustive. Une machine électrique est un objet multiphysique, en ce sens, sa modélisation est un vaste sujet et est généralement décomposée en plusieurs parties. Ainsi, certains axes de recherche s'intéressent à la modélisation des machines électriques en mettant l'accent sur les aspects thermique [Gha19], mécanique [AH94] ou encore acoustique [LB15] pour citer quelques exemples. Pour ce qui est de notre travail, nous nous sommes spécialement préoccupés de la modélisation du comportement électrique de la machine, modèle nécessaire à la synthèse de lois de commande.

La précision des modèles introduits dans ce chapitre augmente graduellement. Les paramètres des modèles présentés sont souvent identifiés expérimentalement sur banc de test.

Le chapitre 2 est organisé de la façon suivante :

- Dans une première section, le modèle triphasé de la machine est donné. Ce modèle est proche de la physique de la machine dans le sens où il fait intervenir des paramètres et des grandeurs directement mesurables. Nous distinguons dans cette section les modèles à deux et à quatre paramètres. Nous mettons aussi en évidence leur équivalence. L'explication de cette subtilité permet de clarifier les relations entre les paramètres identifiables à partir des deux types de modèle.
- La deuxième section est consacrée à la modélisation de la machine synchrone à réluctance variable dans le repère de Park. Cette modélisation se base sur une transformation mathématique permettant de simplifier les équations de la machine, notamment en rendant constantes les variations sinusoïdales. Les relations entre les paramètres de ce modèle et ceux des modèles triphasés sont données.
- La troisième section vise à démontrer la formule du couple électromagnétique produit par la machine synchrone à réluctance variable. Cette expression est obtenue à partir d'un bilan de puissance. Pareillement aux deux sections précédentes, le bilan de puissance est premièrement réalisé dans le repère triphasé puis dans celui de Park.
- La section 2.4 s'attarde sur la tension de neutre de la machine synchrone à réluctance variable câblée en étoile. Cette étude est motivée par les résultats expérimentaux obtenus à la section 2.1.
- Finalement, la section 2.5 traite de la prise en compte des saturations magnétiques. Le phénomène est d'abord expliqué puis une identification expérimentale est réalisée à partir d'une procédure décrite dans la littérature. Les effets des saturations magnétiques sont discutés.

## 2.1 Modélisation électrique classique d'une MSR/V idéale dans le repère triphasé (a,b,c)

Dans cette section, nous présentons la modélisation de la MSR/V dans le repère triphasé. Ce repère est considéré dans cette première section car il permet une représentation physique des phénomènes considérés. Pour cette même raison, nous préférons utiliser les positions  $\theta$  et vitesses  $\Omega$  mécaniques plutôt qu'électriques car elles sont directement mesurables par des capteurs. Leurs homologues électriques seront introduites dans la section 2.2.

### 2.1.1 Généralités sur la modélisation des MSR/V

Les équations électriques de la MSR/V découlent directement de l'application combinée de la loi de Lenz et de la loi des mailles sur chaque phase de la machine. Il en résulte la relation exprimée de manière vectorielle par l'équation (2.1).

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt}. \quad (2.1)$$

Dans cette équation,  $v_{abc}$  représente un vecteur colonne dont les composantes sont les tensions entre phase et neutre pour chaque phase de la machine. De même  $i_{abc}$  et  $\lambda_{abc}$  sont des vecteurs colonnes dont les composantes sont respectivement les courants et les flux dans chaque phase de la machine. La grandeur  $R_s$  est un scalaire représentant la résistance statorique d'un enroulement de la machine. Nous pouvons faire apparaître les inductances  $L_{abc}$  à travers l'utilisation de la relation  $\lambda_{abc} = L_{abc}i_{abc} + \lambda_{m,abc}$ , où  $\lambda_{m,abc}$  est le vecteur de flux rémanent des aimants. Dans une MSR/V, cette grandeur est nulle. Nous obtenons ainsi l'équation (2.2) dans laquelle  $L_{abc}(\theta)$  est la matrice d'inductance de la machine [Lys00]. Elle est composée des inductances propres de chaque phase sur les termes diagonaux, les autres éléments de la matrice correspondent aux inductances mutuelles.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d(L_{abc}(\theta)i_{abc})}{dt} \quad \text{avec :} \quad L_{abc}(\theta) = \begin{pmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

La matrice d'inductance dépend de la position de la machine. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, le principe de fonctionnement de la MSR/V repose sur une anisotropie du rotor. De ce fait, la géométrie du circuit magnétique de chaque phase de la machine varie en fonction de la position du rotor. Cela entraîne une dépendance de l'inductance des phases de la machine avec la position du rotor. En développant l'équation (2.2), nous obtenons :

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{dL_{abc}(\theta)}{dt} i_{abc} + L_{abc}(\theta) \frac{di_{abc}}{dt}. \quad (2.3)$$

### 2.1.2 Modélisation électrique de la MSR/V dans le repère triphasé : modèle à quatre paramètres

La conception des MSR/V leur confère des inductances par phase de la forme décrite par l'équation (2.4). La propriété de symétrie de la matrice d'inductance vient du caractère isotrope

## 2.1. Modélisation électrique classique d'une MSR<sub>V</sub> idéale dans le repère triphasé (a,b,c)

supposé des matériaux constitutifs de la machine. Le paramètre  $n_{pp}$  correspond au nombre de paires de pôles de la machine. Ce terme est défini précisément à la sous-section 2.2.2 de ce document.

$$\begin{cases} L_a &= L_0 + L_2 \cos(2n_{pp}\theta), \\ L_b &= L_0 + L_2 \cos(2n_{pp}\theta + \frac{2\pi}{3}), \\ L_c &= L_0 + L_2 \cos(2n_{pp}\theta - \frac{2\pi}{3}), \\ M_{ab} &= M_0 + M_2 \cos(2n_{pp}\theta - \frac{2\pi}{3}) = M_{ba}, \\ M_{bc} &= M_0 + M_2 \cos(2n_{pp}\theta) = M_{cb}, \\ M_{ca} &= M_0 + M_2 \cos(2n_{pp}\theta + \frac{2\pi}{3}) = M_{ac}. \end{cases} \quad (2.4)$$

L'évolution spécifique de ces inductances est obtenue à la fois en travaillant la géométrie du rotor de la machine, mais aussi en utilisant un bobinage réparti [Taw21]. Le terme  $L_0$  peut être séparé en un terme d'inductance de fuite, rendant compte des fuites magnétiques, et un terme d'inductance propre. Les inductances de fuites ne seront pas abordées dans ce mémoire et nous garderons donc la notation  $L_0$  sans en distinguer le terme de fuite magnétique.

La première ligne de la matrice d'inductance de la MSR<sub>V</sub> du laboratoire a été mesurée expérimentalement pour différentes positions du rotor en utilisant la méthode de l'échelon. Elle permet à elle seule d'identifier tous les paramètres d'intérêt. Cette méthode permet d'obtenir les valeurs des composants d'un circuit RL à partir de la mesure de son courant lorsqu'il est soumis à un échelon de tension. Le point neutre étant disponible sur cette MSR<sub>V</sub>, nous pouvons imposer un échelon de tension directement entre la phase A et le neutre. Les phases B et C sont laissées en circuit ouvert de sorte à ce que leurs courants soient nuls durant la procédure. Le courant de la phase A et les tensions des phases B et C sont mesurés. Le rotor de la machine est maintenu fixe par un système extérieur, ainsi la position ne varie pas au cours d'une mesure. Le câblage représenté sur la figure 2.1 est réalisé expérimentalement.

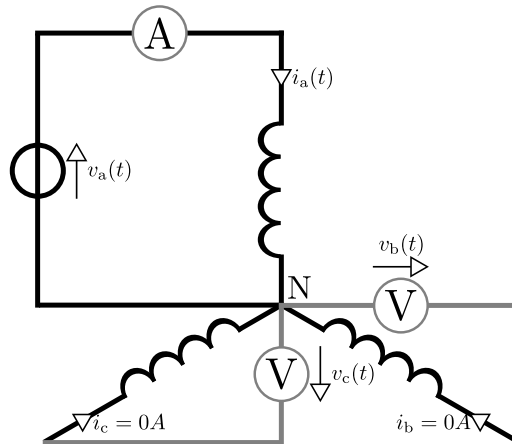


FIGURE 2.1 – Schéma du montage réalisé pour les mesures d'inductances



Dans cette configuration, l'équation (2.3) se réduit à :

$$\begin{cases} v_a = R_s i_a + L_a(\theta) \frac{di_a}{dt}, \\ v_b = M_{ab}(\theta) \frac{di_a}{dt}, \\ v_c = M_{ac}(\theta) \frac{di_a}{dt}. \end{cases} \quad \text{avec : } i_a(t=0) = 0 \text{ A}, \quad (2.5)$$

À partir de la première équation, l'évolution du courant s'exprime comme suit :

$$i_a(t) = \frac{v_a}{R_s} \left( 1 - e^{-\frac{R_s}{L_a(\theta)} t} \right), \quad R_s > 0, \quad L_a(\theta) > 0 \quad \forall \theta \in \mathbb{R}. \quad (2.6)$$

Les coefficients apparaissant dans (2.6) sont identifiés à partir du courant mesuré. Cela peut être effectué avec la fonction *lsqcurvefit* de Matlab par exemple. Cette fonction résout des problèmes d'ajustement de courbe non linéaire ("data-fitting") au sens des moindres carrés. Le calcul analytique de la dérivée du courant dans la phase A permet d'obtenir les valeurs des inductances mutuelles à partir des mesures des tensions des deux autres phases. Les valeurs d'inductance propre, de résistance et d'inductance mutuelle sont alors obtenues. La procédure est répétée pour différentes positions du rotor, les résultats obtenus sont représentés sur la figure 2.2. L'aspect lisse des courbes provient du nombre de mesures réalisées. La figure 2.2 est obtenue à partir de 1200 mesures d'inductances.

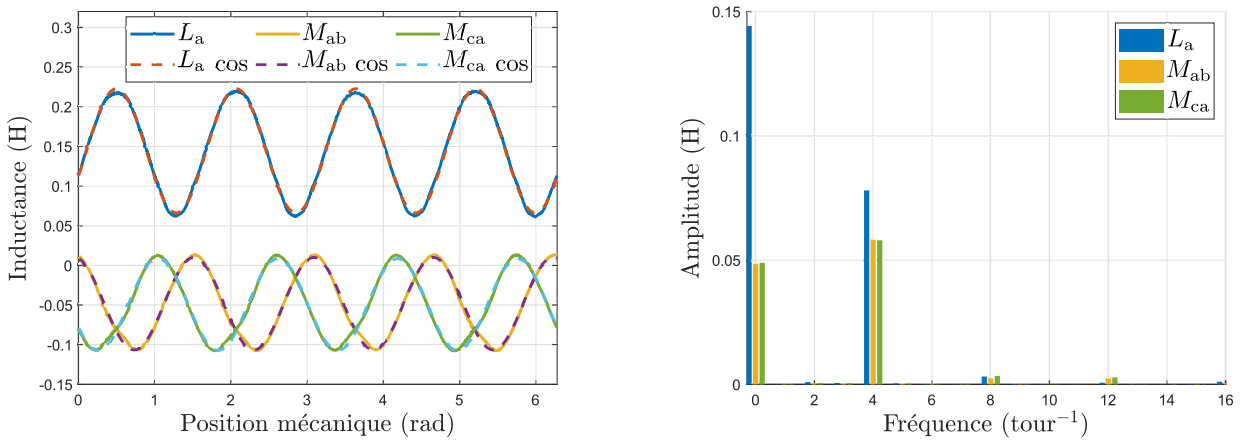


FIGURE 2.2 – Mesure de la première ligne de la matrice d'inductance de la MSRV (gauche) et analyse fréquentielle des mesures (droite) pour un échelon de tension de 4 V

Les inductances théoriques ont été superposées aux mesures : encore une fois, la fonction *lsqcurvefit* de Matlab a été utilisée de sorte à obtenir les courbes sinusoidales qui se rapprochent le plus des données mesurées. Ces courbes sont repérées avec la notation "cos" sur le graphique de gauche de la figure 2.2. Sur cette dernière, nous remarquons que le modèle théorique d'inductances sinusoidales (2.4) est assez proche de la réalité. Les résultats de l'analyse de Fourier représentée sur le graphe de droite nous confirme cette intuition.

*Remarque 2.1.1.* Le déphasage visible sur ces courbes est causé par le décalage du capteur de position, cette problématique est abordée en fin de chapitre. Elle est traitée plus en profondeur au chapitre suivant. Normalement, l'inductance  $L_a(\theta)$  devrait être maximale pour  $\theta = 0$  rad.  $\square$

### 2.1.3 Modélisation électrique de la MSRV dans le repère triphasé : modèle à deux paramètres

Pour une machine à neutre non relié, le comportement homopolaire de la machine est peu étudié. En effet, le courant homopolaire étant nul, aucune puissance ne peut passer par la composante homopolaire. Elle ne joue donc aucun rôle dans la conversion électromécanique. Pour cette raison, le comportement homopolaire est généralement négligé en considérant non seulement un courant nul, mais aussi une tension nulle. Pour ce faire, nous définissons un point neutre fictif  $N'$  de sorte que les deux conditions suivantes soient respectées :

$$\begin{aligned} \text{tension homopolaire } (v_0) \text{ nulle : } & v_{AN'} + v_{BN'} + v_{CN'} = 0, \\ \text{courant homopolaire } (i_0) \text{ nul : } & i_a + i_b + i_c = 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Nous pouvons exprimer les tensions entre phases et neutre fictif, notées avec une apostrophe  $v'_{abc}$ , à partir des tensions  $v_{abc}$  en utilisant la relation de Chasles. Cette opération fait intervenir la tension entre neutre réel et fictif  $v_{NN'}$ . Des détails sur cette grandeur sont présentés section 2.4.

$$\begin{aligned} v'_{abc} &= v_{abc} + v_{NN'}, \\ &= R_s i_{abc} + \underbrace{\frac{d\lambda_{abc}}{dt}}_{= \frac{d\lambda'_{abc}}{dt}} + v_{NN'}. \end{aligned} \quad (2.8)$$

Nous obtenons alors une expression similaire à celle obtenue par l'application de la loi des mailles et de Lenz. Nous remarquons que le premier terme à droite du signe égal est identique à celui de l'équation (2.1). Les pertes Joule sont alors égales pour les deux modèles. À l'inverse, le second terme est différent et se distingue par l'apostrophe. Nous introduisons les inductances entre phase et neutre fictif, elles sont définies à l'équation (2.9). Comme pour les inductances précédemment introduites, elles peuvent être regroupées dans une matrice notée  $L'_{abc}$ .

$$\begin{cases} L'_a &= L'_0 + L'_2 \cos(2n_{pp}\theta), \\ L'_b &= L'_0 + L'_2 \cos(2n_{pp}\theta + \frac{2\pi}{3}), \\ L'_c &= L'_0 + L'_2 \cos(2n_{pp}\theta - \frac{2\pi}{3}), \\ M'_{ab} &= M'_0 + M'_2 \cos(2n_{pp}\theta - \frac{2\pi}{3}) = M'_{ba}, \\ M'_{bc} &= M'_0 + M'_2 \cos(2n_{pp}\theta) = M'_{cb}, \\ M'_{ca} &= M'_0 + M'_2 \cos(2n_{pp}\theta + \frac{2\pi}{3}) = M'_{ac}. \end{cases} \quad (2.9)$$

Nous écrivons alors :

$$v'_{abc} = R_s i_{abc} + L'_{abc} \frac{di_{abc}}{dt} + \frac{dL'_{abc}}{dt} i_{abc}. \quad (2.10)$$

Nous pouvons montrer que la première condition (2.7) revient à :

$$\begin{aligned} M'_2 &= L'_2, \\ M'_0 &= -\frac{1}{2}L'_0. \end{aligned} \tag{2.11}$$

Seuls deux paramètres indépendants ( $L'_0$  et  $L'_2$ ) sont alors nécessaires pour écrire ce modèle. Idéalement, les neutres réels et fictifs sont confondus. Les imperfections, par exemple la répartition des bobinages et les fuites magnétiques peuvent les différencier. En effet, les relations théoriques (2.11) sont mentionnées dans des études cherchant à expliquer les raisons pour lesquelles elles ne sont pas vérifiées en pratique [Chi91 ; Lub03]. Nous notons que la matrice d'inductance  $L'_{abc}(\theta)$  n'est pas inversible. Nous vérifions facilement que les sommes des lignes et colonnes sont nulles. En d'autres termes, les lignes et colonnes ne sont pas linéairement indépendantes.

Pour déterminer les relations entre les paramètres des inductances fictives et réelles, nous utilisons un bilan de puissance. Pour des mêmes courants respectant la loi des nœuds, nous souhaitons que les deux modèles génèrent le même couple. L'expression du couple dans le repère triphasé est donnée dans la section 2.3. Nous pouvons montrer que cela impose la relation suivante entre les paramètres :

$$L'_2 = \frac{1}{3}(L_2 + 2M_2). \tag{2.12}$$

De plus, nous souhaitons que les deux modèles stockent la même énergie magnétique moyenne (calculée sur un tour mécanique). Cela impose une seconde relation :

$$L'_0 = \frac{2}{3}(L_0 - M_0). \tag{2.13}$$

Le tableau 2.1 synthétise les résultats obtenus à partir des mesures d'inductances effectuées.

4 paramètres		2 paramètres	
$L_0$	= 0,1445 H	$L'_0$	= 0,1289 H
$L_2$	= 0,0782 H	$L'_2$	= 0,0647 H
$M_0$	= -0,0488 H		∅
$M_2$	= 0,0580 H		∅

TABLEAU 2.1 – Récapitulatif des résultats obtenus

*Remarque 2.1.2.* Si nous n'avions pas accès au neutre sur la machine, nous nous serions naturellement tournés vers un modèle à deux paramètres et il aurait été impossible d'identifier un modèle à quatre paramètres. ─

Dans un cas de fonctionnement normal, les courants appartiennent à un système triphasé direct. De ce fait, les courants varient sinusoïdalement avec une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. Cela rend les équations électriques présentées dans cette section peu adaptées à la commande de la machine. La section suivante présente le passage de ces équations dans un domaine plus adapté à la synthèse de commande.

## 2.2 Modélisation électrique classique d'une MSR<sub>V</sub> idéale dans le repère de Park (d,q,0)

Cette section vise à exprimer les équations électriques de la MSR<sub>V</sub> dans un référentiel solidaire du rotor. Dans ce référentiel, les grandeurs électriques sont indépendantes de la position du rotor. La commande de la machine est alors facilitée dans ce repère tournant. Il est souvent appelé repère de Park<sup>[1]</sup> ou (d,q) ou encore (d,q,0). Dans ce mémoire, nous utilisons indistinctement ces différentes appellations. Avec ce changement de repère, les représentations physiques des phénomènes deviennent moins aisées. À partir de ce constat, et pour alléger les notations, nous décidons d'abandonner les notations de position et vitesse mécaniques ( $\theta, \Omega$ ) au profit de celles dites électriques ( $\theta_e, \omega_e$ ). Elle sont définies précisément plus loin dans cette section.

### 2.2.1 Généralités sur les transformées utilisées

La transformée de Park a été introduite pour la première fois en 1929 [Par29]. Elle peut se décomposer en deux opérations distinctes : la projection du repère triphasé sur un repère orthogonal (parfois orthonormal), puis une rotation de ce repère. Le première opération est appelée transformée de Clarke<sup>[2]</sup>, parfois aussi appelée transformée ( $\alpha, \beta, 0$ ) ou de Concordia<sup>[3]</sup> suivant qu'elle conserve l'amplitude ou la puissance des signaux. Dans ce document, nous optons pour l'utilisation de la transformée de Concordia, qui conserve les puissances. Cela est motivé par des raisons de praticité (la matrice de Concordia est orthogonale : son inverse est égale à sa transposée) mais aussi pour des raisons de représentativité physique. En effet, le détail des calculs donnés en annexe A montre que la matrice d'inductance dans le repère de Clarke n'est pas symétrique.

Dans les équations suivantes, la notation  $\Upsilon$  peut être remplacée par toute variable de flux ou d'effort au sens de la représentation par graphe de liaisons (ou *bond graph* en anglais), c'est à dire  $i, v, \lambda, q$ . Cependant, ce n'est pas le cas pour les autres éléments tels que les éléments inertiels  $L$ , capacitifs  $C$  ou dissipatifs  $R$ . Les calculs de l'annexe A donnent les détails des expressions des matrices d'inductance dans les repères introduits.

La projection du repère triphasé classique sur le repère de Concordia s'effectue par une opération matricielle linéaire :

$$\Upsilon_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \Upsilon_{abc} = \mathcal{C} \Upsilon_{abc} . \quad (2.14)$$

En remarquant que pour une machine câblée en étoile, le courant homopolaire  $i_0$  est nul à tout instant, la composante homopolaire (troisième terme du vecteur) ne présente que peu d'intérêt.

[1] Robert H. Park (Mars 1902 - Février 1994) était un ingénieur et inventeur américain.

[2] Edith Clarke (Février 1883 - Octobre 1959) était une physicienne et ingénieure américaine.

[3] Charles Concordia (Juin 1908 - Décembre 2003) était un ingénieur américain.

Ceci explique pourquoi certains écrits ne mentionnent que les composantes  $\alpha$  et  $\beta$ . Par souci de précision, nous décidons de considérer la composante homopolaire.

L'opération de rotation se fait également via une opération matricielle linéaire. La rotation se fait autour de l'axe homopolaire qui reste de fait inchangé. Nous gardons donc la même notation "0" dans les différents repères. Cette opération n'est pas statique dans le sens où la matrice de rotation dépend de la position électrique  $\theta_e$  elle-même dépendante du temps (si la vitesse de rotation n'est pas nulle).

$$\Upsilon_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \Upsilon_{\alpha\beta 0} = \mathcal{R}(\theta_e) \Upsilon_{\alpha\beta 0} . \quad (2.15)$$

La transformée de Park correspond à l'enchaînement des deux opérations précédentes. Elle peut aussi s'exprimer à partir d'une multiplication matricielle.

$$\Upsilon_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \Upsilon_{abc} = \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} \Upsilon_{abc} = \mathcal{P}(\theta_e) \Upsilon_{abc} . \quad (2.16)$$

Les passages inverses s'effectuent naturellement à partir des inverses des matrices. Ces dernières étant orthogonales, leurs inverses sont aussi leurs transposées. Elles sont toutes inversibles sans condition particulière.

## 2.2.2 Application à la MSRV, choix de $\theta_e$

La figure 2.3 représente schématiquement un plan de coupe d'une MSRV à deux paires de pôles. Pour des raisons de simplicité, nous avons représenté un bobinage concentré, cependant, un bobinage distribué est généralement utilisé pour ce type de machine [Taw21]. Nous avons mis en évidence les axes  $d$  et  $q$  solidaires du rotor. Par définition, la direction  $d$  correspond à la direction de moindre réluctance du rotor de la machine. C'est dans cette direction que l'entrefer est le plus petit.

Nous introduisons aussi la relation entre les positions électriques et mécaniques, à savoir  $\theta_e = n_{pp}\theta$ , avec  $n_{pp}$  le nombre de paires de pôles de la machine. La vitesse électrique est définie comme  $\omega_e = n_{pp}\Omega$ . L'utilisation de la position et de la vitesse électrique est rendue possible par la symétrie présente au rotor des machines synchrones. Sur la machine schématisée, nous avons encadré un même motif répété deux fois. Une machine à  $n_{pp}$  paires de pôles aura ce motif répété  $n_{pp}$  fois. L'étude d'un seul motif (une seule paire de pôle) est suffisante pour déduire le comportement de la machine complète. Pour cette raison, les machines électriques sont souvent étudiées dans le repère électrique. Ce dernier correspond à une seule paire de pôles de la machine.

*Remarque 2.2.1.* Le schéma de la figure 2.3, correspond à un cas particulier où le nombre de paires de pôles du rotor (2) et le nombre de bobinages par phase (2) au stator sont égaux. Ce n'est pas nécessairement le cas pour toutes les machines. Pour des machines synchrones, le nombre de paires de pôles correspond au nombre de paires de pôles au rotor. ┘

La direction  $q$  est définie comme orthogonale (dans le repère électrique) à la direction  $d$ , elle passe par les barrières de flux. L'entrefer dans la direction  $q$  est donc important. Sur le schéma, un angle (mécanique) de  $\pi/4$  sépare l'axe  $q$  de l'axe  $d$ . Cependant, l'angle électrique entre ces deux directions est  $n_{pp} = 2$  fois plus grand : les deux axes sont orthogonaux dans le repère électrique. Nous insistons sur l'unicité de la définition des directions  $d$  et  $q$  dans le repère électrique. Leurs sens sont cependant indistinguables. Contrairement à la MSAP où le sens de l'axe  $d$  est défini par le sens de l'aimantation (le sens  $+d$  se distingue du sens  $-d$ ), ici le sens de l'axe  $d$  est laissé libre.

Enfin, la position mécanique, respectivement électrique, de la machine est repérée par l'angle mécanique  $\theta$ , respectivement l'angle électrique  $\theta_e$ , entre la direction  $d$ , solidaire du rotor et le centre de la phase  $A$ , solidaire du stator. Ainsi, l'axe  $d$  est aligné sur le centre de la phase  $A$  lorsque l'angle électrique et/ou mécanique est égal à 0 rad.

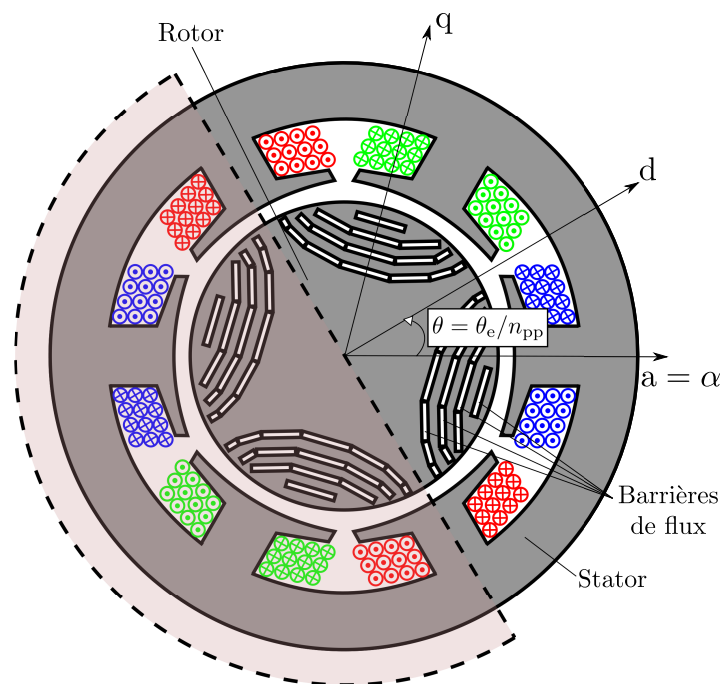


FIGURE 2.3 – Schéma d'un plan de coupe d'une MSR<sub>V</sub> à deux paires de pôles ( $n_{pp} = 2$ ), les enroulements statoriques sont représentés ( $A$  : bleu,  $B$  : vert,  $C$  : rouge).

Nous attirons l'attention du lecteur sur la différence de définition de la direction  $d$  dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants. Pour une telle machine, la direction  $d$  est définie comme colinéaire au moment magnétique des aimants permanents. Cela correspond à la direction présentant une faible réluctance (correspondant à la direction  $q$  telle que définie précédemment). Ainsi les définitions de l'axe  $d$  ne sont pas les mêmes pour les MSR<sub>V</sub> et les MSAP. La subtilité devient plus troublante pour les machines synchrones à réluctance variable assistées par des aimants permanents (*PMSynRM* : *Permanent magnet*

*assisted synchronous reluctance machine* en anglais) dont la distinction avec la machine synchrone à aimants permanents est peu discutée bien que souvent floue [Huy17 ; Mur22].

### 2.2.3 Mise en équation du modèle électrique de la machine synchrone à réluctance variable dans les repères de Concordia et Park

Dans le repère de Concordia, l'équation électrique (2.1) de la MSRV devient :

$$v_{\alpha\beta 0} = R_s i_{\alpha\beta 0} + \frac{d\lambda_{\alpha\beta 0}}{dt} . \quad (2.17)$$

En utilisant une définition des inductances  $L_{\alpha\beta 0}$  cohérente avec celle exprimée dans la section précédente, nous obtenons :

$$v_{\alpha\beta 0} = R_s i_{\alpha\beta 0} + L_{\alpha\beta 0}(\theta_e) \frac{di_{\alpha\beta 0}}{dt} + \frac{dL_{\alpha\beta 0}(\theta_e)}{dt} i_{\alpha\beta 0} . \quad (2.18)$$

Dans le repère de Concordia, la position du rotor apparaît toujours dans l'expression des inductances.

Dans le repère de Park, l'équation précédente s'écrit :

$$v_{dq0} = R_s i_{dq0} + \frac{d\lambda_{dq0}}{dt} + \omega_e \mathfrak{J} \lambda_{dq0}, \quad \text{avec : } \mathfrak{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad (2.19)$$

Comme dans la section précédente, nous exprimons les flux comme le produit d'une matrice d'inductances et du vecteur de courants :  $\lambda_{dq0} = L_{dq0} i_{dq0}$ . Les équations électriques de la MSRV deviennent :

$$v_{dq0} = R_s i_{dq0} + L_{dq0} \frac{di_{dq0}}{dt} + \frac{dL_{dq0}}{dt} i_{dq0} + \omega_e \mathfrak{J} L_{dq0} i_{dq0}, \quad \text{avec : } \mathfrak{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \quad (2.20)$$

Il apparaît un couplage entre les axes  $d$  et  $q$  à travers la matrice  $\mathfrak{J}$ . Cela vient de la présence de la position électrique (dépendante du temps) dans la matrice de rotation. Le terme contenant la matrice  $\mathfrak{J}$  est parfois dénommé "Force Contre-Électromotrice" dans la littérature. Nous montrerons dans le chapitre 4 de ce manuscrit que nous ne sommes pas en accord avec cette appellation. Ainsi, nous n'utilisons pas cette désignation.

La matrice d'inductance introduite dans (2.20) s'exprime à partir de (2.4) par l'équation (2.21).

$$L_{dq0} = \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}(\theta_e) \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} = \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} L_{\text{abc}}(\theta_e) \mathcal{C}^{-1} \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} . \quad (2.21)$$

En particulier, en déroulant ce calcul (voir annexe A), nous remarquons que la matrice est symétrique et que les inductances mutuelles  $M_{dq}$  sont nulles. Le couplage magnétique entre les deux axes fictifs  $d$  et  $q$  est donc inexistant. Cette dernière propriété rend le système d'équation (2.20) d'autant plus approprié à la commande.

Dans le cas du modèle à quatre paramètres présenté dans la section 2.1, les expressions des inductances dans le domaine de Park sont données par l'équation (2.22). Pour rappel, il s'agit du modèle pour lequel les tensions sont référencées au neutre réel de la machine.

$$\begin{aligned}
 L_d &= L_0 - M_0 + M_2 + \frac{1}{2}L_2, \\
 L_q &= L_0 - M_0 - M_2 - \frac{1}{2}L_2, \\
 M_{d0} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2 - M_2) \cos(3\theta_e) = M_{0d}, \\
 M_{q0} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(M_2 - L_2) \sin(3\theta_e) = M_{0q}, \\
 M_{dq} &= 0 = M_{qd}, \\
 L_h &= L_0 + 2M_0.
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

La matrice d'inductance  $L_{dq0}$  déduite du modèle à quatre paramètres peut donc s'écrire :

$$L_{dq0}(\theta_e) = \begin{pmatrix} L_d & 0 & M_{d0}(\theta_e) \\ 0 & L_q & M_{q0}(\theta_e) \\ M_{d0}(\theta_e) & M_{q0}(\theta_e) & L_h \end{pmatrix}. \tag{2.23}$$

Nous remarquons que cette matrice d'inductance  $L_{dq0}$  dépend du temps à travers la dépendance des termes non diagonaux en la position électrique  $\theta_e$ .

Pour le modèle à deux paramètres, les inductances s'expriment comme suit. Pour rappel, dans le modèle à deux paramètres, les tensions sont référencées au neutre fictif.

$$\begin{aligned}
 L'_d &= \frac{3}{2}(L'_0 + L'_2), \\
 L'_q &= \frac{3}{2}(L'_0 - L'_2), \\
 M'_{d0} &= 0 = M_{0d}, \\
 M'_{q0} &= 0 = M_{0q}, \\
 M'_{dq} &= 0 = M'_{qd}, \\
 L'_h &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.24}$$



La matrice d'inductance  $L'_{dq0}$  déduite du modèle à deux paramètres peut donc s'écrire :

$$L'_{dq0} = \begin{pmatrix} L'_d & 0 & 0 \\ 0 & L'_q & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (2.25)$$

Cette matrice d'inductance est indépendante de la position. L'inductance homopolaire est notée  $L_h$ , elle ne doit pas être confondue avec l'inductance  $L_0$  qui est la valeur moyenne des inductances dans le repère (a,b,c). Dans le cas du modèle à deux paramètres, la matrice d'inductance  $L'_{dq0}$  est indépendante du temps. Dans ce cas, nous pouvons réécrire les équations dynamiques régissant l'évolution des courants  $i_d$  et  $i_q$  comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q), \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d), \end{cases} \quad L_d > L_q > 0. \quad (2.26)$$

En régime permanent (vitesse et courants constants), toutes les grandeurs présentes dans les équations (2.26) sont constantes.

Le modèle dynamique (2.26) repose sur les hypothèses fortes d'une machine parfaite et d'une position électrique connue. Nous montrons dans les sections suivantes que cela peut poser des difficultés. Ce modèle est suffisant pour comprendre le fonctionnement électrique et piloter les courants de la MSR<sub>V</sub>. Il est généralement utilisé pour la synthèse de commande. Dans la section suivante, nous cherchons à obtenir l'expression du couple de la MSR<sub>V</sub>. Cette dernière est souhaitable pour contrôler la machine en vitesse ou en position.

*Remarque 2.2.2.* Nous avons exposé les raisons qui rendent la transformée de Concordia (et celle de Park associée) plus adéquate à la modélisation. Les modèles et lois de commande proposés sont donc obtenus à partir d'une transformée qui conserve la puissance. Cependant, la transformée de Clarke (et sa transformée de Park associée) est généralement plus appropriée pour une implémentation expérimentale. Les amplitudes étant conservées, cela permet de faciliter le lien avec les grandeurs physiques du repère triphasé. Ainsi, les résultats expérimentaux, faisant intervenir des grandeurs dans le repère de Park, présentés dans ce mémoire ont été obtenus à partir d'une transformation qui conserve les amplitudes. ┘

## 2.3 Bilan de puissance de la MSR<sub>V</sub>

Nous proposons ici d'effectuer un bilan de puissance de la MSR<sub>V</sub> dans le repère triphasé (a,b,c) afin d'en déduire l'expression du couple de la machine. Le bilan de puissance est aussi réalisé dans le domaine de Park (d,q,0), l'expression du couple dans ce repère en est déduite. Les raisonnements sont d'abord développés dans un cas scalaire afin d'introduire les notions nécessaires.

### 2.3.1 Étude d'un système électro-magnéto-mécanique élémentaire

Le système considéré est représenté sur la figure 2.4. Il s'agit d'un système élémentaire composé d'un circuit magnétique à entrefer variable et d'un solénoïde de résistance électrique

supposée nulle. L'entrefer du circuit varie avec la position  $\theta$  du rotor de la machine. Les conventions choisies sont telles que lorsque le produit tension-courant  $ui$  est positif, le système reçoit une puissance électrique positive. Lorsque le produit couple-vitesse  $\Gamma \frac{d\theta}{dt}$  est positif, le système fournit une puissance mécanique positive. La tension  $u$  et le flux magnétique  $\lambda$  sont

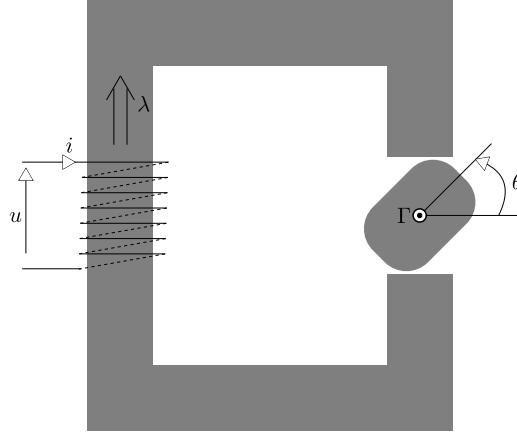


FIGURE 2.4 – Système élémentaire considéré

reliés par la loi de Lenz (en convention récepteur) :  $u = \frac{d\lambda}{dt}$ . Le flux magnétique et le courant sont reliés par l'inductance :  $\lambda = L(\theta)i$ . Cette dernière dépend de la longueur d'entrefer et donc de la position  $\theta$ . Elle est considérée indépendante du courant. En d'autres termes, la saturation magnétique est négligée. L'énergie magnétique  $W(\theta, \lambda)$  et la co-énergie  $W^*(\theta, i)$  magnétique sont deux grandeurs définies comme :

$$\begin{aligned} W(\theta, \lambda) &= \int id\lambda, \\ W^*(\theta, i) &= \int \lambda di. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Le flux magnétique est alors appelé variable d'énergie alors que le courant  $i$  est une variable de co-énergie. Les variables d'énergie et de co-énergie se retrouvent en dérivant ces dernières grandeurs par rapport à leur variable respective.

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{\partial W^*(\theta, i)}{\partial i}, \\ i &= \frac{\partial W(\theta, \lambda)}{\partial \lambda}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

En faisant intervenir l'inductance  $L(\theta)$ , nous obtenons les expressions suivantes pour l'énergie et la co-énergie :

$$\begin{aligned} W(\theta, \lambda) &= \frac{1}{2} \frac{1}{L(\theta)} \lambda^2; L(\theta) \neq 0, \\ W^*(\theta, i) &= \frac{1}{2} L(\theta) i^2. \end{aligned} \quad (2.29)$$

*Remarque 2.3.1.* La formule généralement utilisée pour l'énergie magnétique stockée dans une inductance ( $1/2Li^2$ ) correspond rigoureusement à une co-énergie.  $\lrcorner$

Le passage de la co-énergie magnétique vers l'énergie magnétique s'effectue en utilisant la transformée de Legendre [Zia09]. En particulier, nous retenons que :

$$\begin{aligned} W^*(\theta, i) &= \lambda(i)i - W(\theta, \lambda(i)), \\ \frac{dW^*(\theta, i)}{dt} &= i \frac{d\lambda}{dt} + \lambda \frac{di}{dt} - \frac{dW(\theta, \lambda)}{dt}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

La figure 2.5 représente schématiquement l'énergie et la co-énergie dans le plan flux-courant pour une position  $\theta_1$ . Lorsque le circuit n'est pas saturé, les valeurs de l'énergie et de la co-énergie

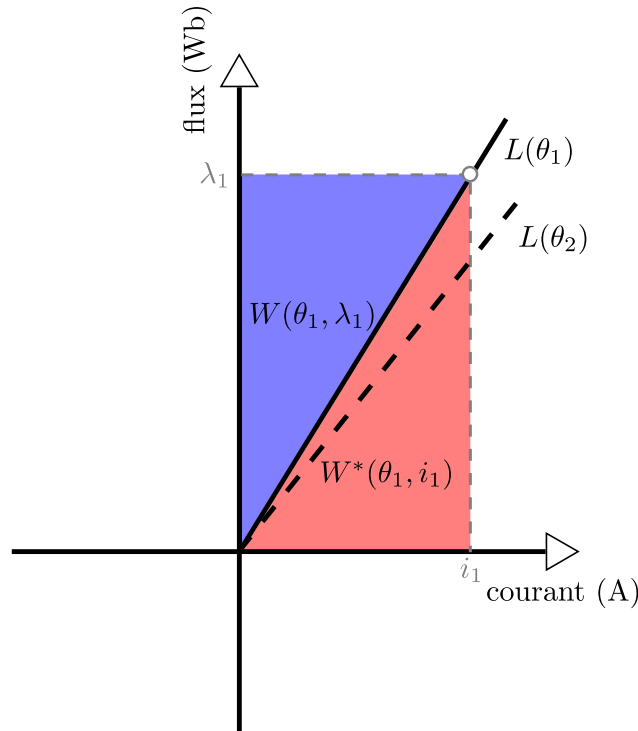


FIGURE 2.5 – Représentation géométrique de l'énergie et de la co-énergie magnétique d'un circuit non saturé

sont égales. Ce n'est pas le cas si le circuit magnétique est saturé. Il ne reste que, même si le circuit magnétique n'est pas saturé, les dérivées partielles de l'énergie et de la co-énergie par rapport à la position sont de signe opposé. Cela est dû au fait que l'une dépend du courant alors que l'autre dépend du flux. Par exemple, la figure 2.6 représente l'énergie et la co-énergie magnétiques pour une position  $\theta_2$ . L'inductance  $L(\theta_2)$  est plus petite que la précédente  $L(\theta_1)$ . Ainsi la pente est plus faible sur cette figure en comparaison avec la précédente. En regardant l'évolution de l'énergie magnétique (donc à flux constant), nous remarquons que l'aire bleu est plus grande à  $\theta_2$  qu'à  $\theta_1$ . L'énergie magnétique a donc augmenté lorsque la position est passée de  $\theta_1$  à  $\theta_2$ . Au contraire, à courant constant (graphe de droite de la figure 2.6), l'aire rouge a rétréci par rapport à la position  $\theta_1$ . La co-énergie magnétique a donc diminué lorsque la position est passée de  $\theta_1$  à  $\theta_2$ .

Il est important de remarquer que lorsque la variable d'énergie  $\lambda$  est constante, alors la puissance électrique reçue par le système est nulle, y compris lorsque la position  $\theta$  vient à changer. En effet, avec la loi de Lenz exprimée ci-dessus, nous remarquons qu'un flux constant

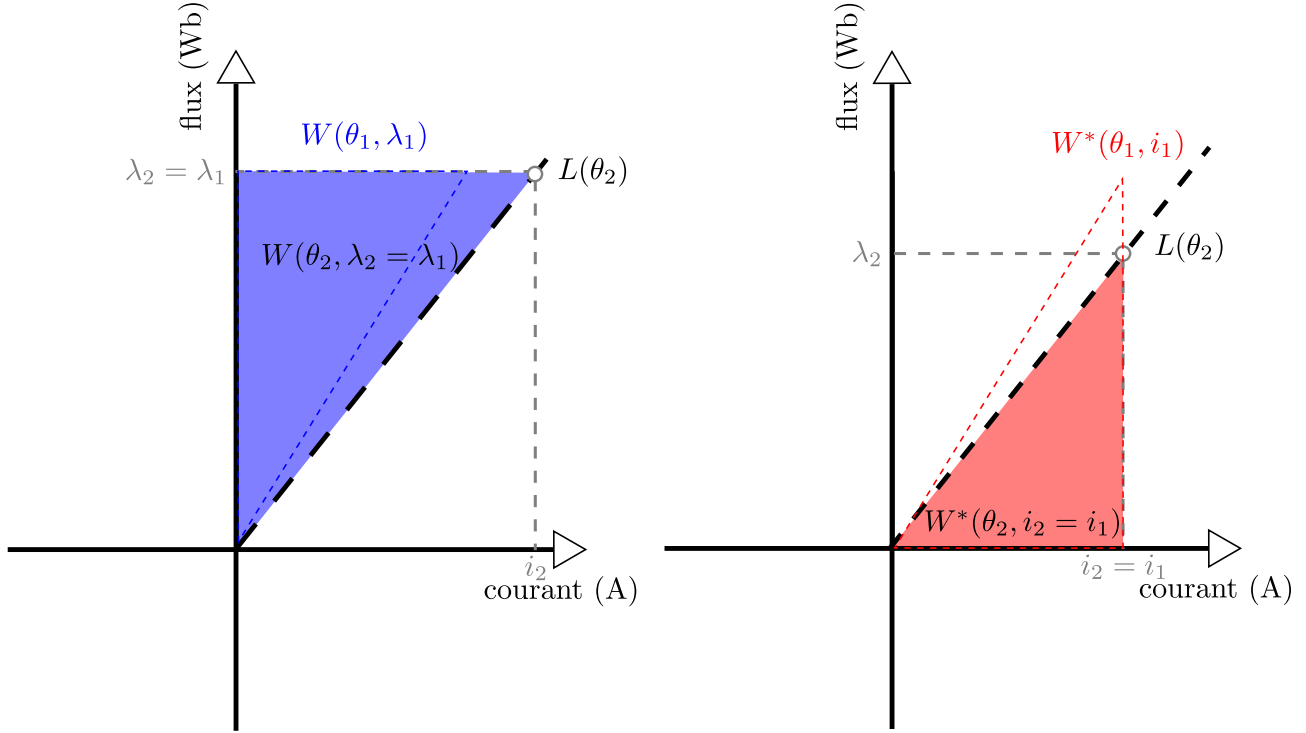


FIGURE 2.6 – Représentation géométrique de l'énergie et de la co-énergie magnétique pour une position  $\theta_2$  avec le même flux (gauche) et le même courant (droite) que pour la position  $\theta_1$

implique une tension nulle. La puissance électrique instantanée  $P_{elec} = ui$  est alors nulle. À l'inverse, lorsque la variable de co-énergie  $i$  est maintenue constante, la puissance électrique reçue n'est pas nécessairement nulle. Effectivement, avec un courant constant (non nul) et une position variable, le flux magnétique varie d'après la relation flux-courant. Cela implique une tension variable donc non nulle. Dans ce cas, la puissance électrique instantanée  $P_{elec} = ui$  est non nulle.

Un bilan de puissance magnétique s'obtient en dérivant l'énergie magnétique  $W(\theta, \lambda)$  par rapport au temps. En utilisant la règle de dérivation en chaîne, nous écrivons :

$$\begin{aligned}
 \frac{dW(\theta, \lambda)}{dt} &= \frac{\partial W(\theta, \lambda)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{\partial W(\theta, \lambda)}{\partial \lambda} \frac{d\lambda}{dt}, \\
 &= -\frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{1}{L(\theta)^2} \lambda^2 \frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{L(\theta)} \lambda \frac{d\lambda}{dt}, \\
 &= \underbrace{-\frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2 \frac{d\theta}{dt}}_{\text{puissance mécanique}} + \underbrace{i \frac{d\lambda}{dt}}_{\text{puissance électrique}}.
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Dans ce bilan de puissance, nous pouvons identifier la puissance mécanique (en convention récepteur) et la puissance électrique (en convention récepteur) en remarquant que  $\frac{d\lambda}{dt}$  correspond à la tension appliquée au système. Le couple mécanique produit par le système s'écrit comme l'opposé du couple déduit de la puissance mécanique :

$$\Gamma = -\frac{\partial W(\theta, \lambda)}{\partial \theta} = \frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2. \tag{2.32}$$

Il est important de remarquer que l'expression du couple ne peut pas être déduite d'un bilan de puissance électrique. Un tel raisonnement s'écrit :

$$P_{\text{élec}} = ui = \frac{d\lambda}{dt}i = \frac{dL(\theta)}{dt}i^2 + L(\theta)\frac{di}{dt} = \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}i^2 + L(\theta)\frac{di}{dt}. \quad (2.33)$$

En comparant cette équation avec le bilan de puissance magnétique (2.31), nous remarquons que la quantité en facteur de la vitesse correspond à deux fois le couple produit par la machine. De même, le terme en facteur de la dérivée du courant ne correspond qu'à une portion de la puissance échangée avec la partie magnétique. En introduisant l'expression du couple calculée précédemment dans le bilan de puissance électrique, nous retrouvons la puissance échangée totale :

$$P_{\text{élec}} = \underbrace{\frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2 \frac{d\theta}{dt}}_{\text{Puissance mécanique}} + \underbrace{\frac{1}{2} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i^2 \frac{d\theta}{dt} + L(\theta) \frac{di}{dt}}_{\text{Puissance magnétique}}. \quad (2.34)$$

Ainsi la puissance magnétique est composée de deux termes, un premier proportionnel à la vitesse, il ne doit pas être confondu avec une puissance mécanique. Un second proportionnel à la variation de courant, classiquement identifié comme une variation d'énergie magnétique. Cela se comprend aisément en considérant dans un premier temps une position constante : une variation de courant modifie la quantité d'énergie magnétique. Un second raisonnement à courant constant montre qu'une variation de position modifie la quantité d'énergie magnétique. Il est à noter que lors d'un fonctionnement à courant constant, la puissance électrique consommée est pour moitié convertie en puissance mécanique. L'autre moitié fait varier la quantité d'énergie magnétique du système.

*Remarque 2.3.2.* Pour produire une puissance mécanique à partir d'un tel système, il est nécessaire d'en modifier la quantité d'énergie magnétique. ┘

Finalement, le couple mécanique produit par le système est donné par l'équation (2.32) déduite d'un bilan de puissance magnétique. Il ne s'exprime pas directement à partir d'un bilan de puissance électrique, ce dernier ne faisant pas apparaître distinctement les puissances mécaniques et magnétiques.

### 2.3.2 Bilan de puissance de la MSR/V dans le repère triphasé (a,b,c)

Le raisonnement précédent peut être appliqué à la machine synchrone à réluctance variable triphasée. Les grandeurs mises en jeu sont maintenant des vecteurs à trois dimensions pour les courants  $i_{abc}$  et les flux magnétiques  $\lambda_{abc}$ . Elles sont reliées par la matrice (carrée de dimension trois) d'inductance  $L_{abc}(\theta)$ . L'énergie magnétique s'écrit alors :

$$W_{\text{MSRV}}(\theta, \lambda_{abc}) = \frac{1}{2} \lambda_{abc}^T L_{abc}(\theta)^{-1} \lambda_{abc}. \quad (2.35)$$

Pour calculer l'énergie magnétique sous cette forme, la matrice d'inductance doit être inversible. Le bilan de puissance magnétique s'en déduit :

$$\begin{aligned}
 \frac{dW_{\text{MSRV}}(\theta, \lambda_{\text{abc}})}{dt} &= \frac{\partial W_{\text{MSRV}}(\theta, \lambda_{\text{abc}})}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\lambda_{\text{abc}}^\top}{dt} \frac{\partial W_{\text{MSRV}}(\theta, \lambda_{\text{abc}})}{\partial \lambda_{\text{abc}}}, \\
 &= -\frac{1}{2} \lambda_{\text{abc}}^\top \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} L_{\text{abc}}(\theta)^{-2} \lambda_{\text{abc}} \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\lambda_{\text{abc}}^\top}{dt} \frac{1}{2} \left( L_{\text{abc}}(\theta)^{-1} + L_{\text{abc}}(\theta)^{-1\top} \right) \lambda_{\text{abc}}, \\
 &= -\frac{1}{2} i_{\text{abc}}^\top \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} i_{\text{abc}} \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\lambda_{\text{abc}}^\top}{dt} L_{\text{abc}}(\theta)^{-1} \lambda_{\text{abc}}.
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

*Remarque 2.3.3.* La notation  $L_{\text{abc}}^{-2}$  est utilisée pour exprimer le carré de l'inverse de la matrice d'inductance :  $L_{\text{abc}}^{-2} = L_{\text{abc}}^{-1} L_{\text{abc}}^{-1}$ . ─

Le couple produit par la MSRV s'écrit donc en fonction des courants et de la position :

$$\Gamma_{\text{em}} = -\frac{\partial W_{\text{MSRV}}(\theta, \lambda_{\text{abc}})}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i_{\text{abc}}^\top \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} i_{\text{abc}}. \tag{2.37}$$

Un bilan de puissance électrique appliqué à la MSRV s'écrit :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{élec}} = i_{\text{abc}}^\top v_{\text{abc}} &= i_{\text{abc}}^\top R_s i_{\text{abc}} + i_{\text{abc}}^\top \frac{dL_{\text{abc}}(\theta)}{dt} i_{\text{abc}} + i_{\text{abc}}^\top L_{\text{abc}}(\theta) \frac{di_{\text{abc}}}{dt}, \\
 &= \underbrace{i_{\text{abc}}^\top R_s i_{\text{abc}}}_{\text{Pertes Joule}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_{\text{abc}}^\top \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} i_{\text{abc}} \frac{d\theta}{dt}}_{\text{Puissance mécanique}} + \underbrace{\frac{1}{2} i_{\text{abc}}^\top \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} i_{\text{abc}} \frac{d\theta}{dt} + i_{\text{abc}}^\top L_{\text{abc}}(\theta) \frac{di_{\text{abc}}}{dt}}_{\text{Puissance magnétique}}.
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

*Remarque 2.3.4.* Cette conclusion concerne les deux modèles, à deux et quatre paramètres, présentés précédemment. Les calculs intermédiaires faisant apparaître l'inverse de la matrice d'inductance doivent être repris en raison de la non inversibilité de la matrice  $L'_{\text{abc}}$ . ─

### 2.3.3 Bilan de puissance de la MSRV dans le repère de Park (d,q,0)

Dans le domaine de Park, l'énergie magnétique est indépendante de la position et s'exprime par :

$$W_{\text{dq0}}(\lambda_{\text{dq0}}) = \frac{1}{2} \lambda_{\text{dq0}}^\top L_{\text{dq0}}^{-1} \lambda_{\text{dq0}}. \tag{2.39}$$

En effet, dans le modèle à deux paramètres, la matrice d'inductance est constante. Pour ce qui est du modèle à quatre paramètres, les composantes de la matrice d'inductance dépendantes de la position sont sur les troisièmes lignes et colonnes. Ainsi, elles seront multipliées par la composante homopolaire du courant. Cette dernière étant nulle, l'énergie magnétique est indépendante de la position. La puissance magnétique s'écrit alors :

$$\frac{dW_{\text{dq0}}(\lambda_{\text{dq0}})}{dt} = \lambda_{\text{dq0}}^\top L_{\text{dq0}}^{-1} \frac{d\lambda_{\text{dq0}}}{dt} = i_{\text{dq0}}^\top \frac{d\lambda_{\text{dq0}}}{dt} = i_{\text{dq0}}^\top L_{\text{dq0}} \frac{di_{\text{dq0}}}{dt}. \tag{2.40}$$

Le bilan de puissance électrique fait directement apparaître l'expression de la puissance mécanique :

$$P_{\text{élec}} = i_{\text{dq0}}^{\top} v_{\text{dq0}} = \underbrace{i_{\text{dq0}}^{\top} R_s i_{\text{dq0}}}_{\text{Pertes Joule}} + \underbrace{i_{\text{dq0}}^{\top} L_{\text{dq0}} \frac{di_{\text{dq0}}}{dt}}_{\text{Puissance magnétique}} + \underbrace{i_{\text{dq0}}^{\top} \mathfrak{J} L_{\text{dq0}} i_{\text{dq0}} \omega_e}_{\text{Puissance mécanique}}. \quad (2.41)$$

Nous en déduisons alors l'expression du couple dans le domaine de Park :

$$\Gamma_{\text{em}} = n_{\text{pp}} i_{\text{dq0}}^{\top} \mathfrak{J} L_{\text{dq0}} i_{\text{dq0}}. \quad (2.42)$$

Nous vérifions que sous l'hypothèse d'un courant homopolaire nul, en appliquant la transformée de Park inverse à l'expression du couple dans le domaine de Park, nous retrouvons l'expression du couple dans le domaine triphasé. En partant des relations (2.43), nous développons le calcul de la dérivée partielle de la matrice d'inductance  $L_{\text{abc}}$  par rapport à la position  $\theta$ .

$$L_{\text{dq0}} = \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} L_{\text{abc}} \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} \Rightarrow L_{\text{abc}} = \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C}, \quad (2.43)$$

$$i_{\text{abc}} = \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} i_{\text{dq0}} \Rightarrow i_{\text{abc}}^{\top} = i_{\text{dq0}}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C}.$$

$$\frac{\partial L_{\text{abc}}}{\partial \theta} = \frac{\partial \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} + \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} \frac{\partial (L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C})}{\partial \theta}. \quad (2.44)$$

Les matrices  $\mathcal{C}$  et  $\mathcal{C}^{\top}$  sont indépendantes de la position  $\theta$ . Dans le cas du modèle à deux paramètres, la matrice d'inductance  $L_{\text{dq0}}$  est constante. Pour le modèle à quatre paramètres ce n'est pas le cas. Cependant, les termes non constants n'impactent que la composante homopolaire. Comme cette dernière n'a pas d'effet sur la conversion d'énergie, les conclusions des calculs sont aussi valables pour le modèle à quatre paramètres.

$$\frac{\partial L_{\text{abc}}}{\partial \theta} = \mathcal{C}^{\top} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} + \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} L_{\text{dq0}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta} \mathcal{C}. \quad (2.45)$$

Nous multiplions alors à droite par le vecteur courant  $i_{\text{abc}}$  et à gauche par sa transposée. Nous obtenons :

$$\begin{aligned} i_{\text{abc}}^{\top} \frac{\partial L_{\text{abc}}}{\partial \theta} i_{\text{abc}} &= i_{\text{abc}}^{\top} \mathcal{C}^{\top} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} i_{\text{abc}} + i_{\text{abc}}^{\top} \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} L_{\text{dq0}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta} \mathcal{C} i_{\text{abc}}, \\ &= i_{\text{dq0}}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} \mathcal{C}^{\top} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} L_{\text{dq0}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} i_{\text{dq0}} \\ &\quad + i_{\text{dq0}}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{C} \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} L_{\text{dq0}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta} \mathcal{C} \mathcal{C}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} i_{\text{dq0}}, \\ &= i_{\text{dq0}}^{\top} \mathcal{R}(\theta_e) \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} L_{\text{dq0}} i_{\text{dq0}} + i_{\text{dq0}}^{\top} L_{\text{dq0}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta} \mathcal{R}(\theta_e)^{\top} i_{\text{dq0}}. \end{aligned} \quad (2.46)$$

En remarquant que les dérivées des matrices de rotation peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta} &= n_{\text{pp}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)}{\partial \theta_e} = -n_{\text{pp}} \mathfrak{J} \mathcal{R}(\theta_e), \\ \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta} &= n_{\text{pp}} \frac{\partial \mathcal{R}(\theta_e)^{\top}}{\partial \theta_e} = n_{\text{pp}} \mathcal{R}^{\top}(\theta_e) \mathfrak{J}, \end{aligned} \quad \text{avec : } \mathfrak{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

Nous obtenons :

$$\begin{aligned} i_{abc}^\top \frac{\partial L_{abc}}{\partial \theta} i_{abc} &= -n_{pp} i_{dq0}^\top \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{R}^\top(\theta_e) \tilde{\mathcal{J}} L_{dq0} i_{dq0} + n_{pp} i_{dq0}^\top L_{dq0} \tilde{\mathcal{J}} \mathcal{R}(\theta_e) \mathcal{R}(\theta_e)^\top i_{dq0}, \\ &= -n_{pp} i_{dq0}^\top \tilde{\mathcal{J}} L_{dq0} i_{dq0} + n_{pp} i_{dq0}^\top L_{dq0} \tilde{\mathcal{J}} i_{dq0}. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Nous vérifions que :

$$-\tilde{\mathcal{J}} L_{dq0} = (L_{dq0} \tilde{\mathcal{J}})^\top. \quad (2.49)$$

Une fois multipliés par le vecteur courant et sa transposée, les deux termes sont des scalaires. Ils sont donc égaux à leur transposée. Finalement, nous pouvons écrire :

$$i_{abc}^\top \frac{\partial L_{abc}}{\partial \theta} i_{abc} = 2n_{pp} i_{dq0}^\top \tilde{\mathcal{J}} L_{dq0} i_{dq0}. \quad (2.50)$$

Dans le domaine de Park, l'expression du couple se déduit directement d'un bilan de puissance électrique. Cette différence avec le domaine triphasé s'explique par la propriété de la transformée de Park rendant la matrice d'inductance indépendante de la position.

Nous remarquons que la production de couple de cette machine nécessite à la fois du courant dans la direction directe  $d$  et dans la direction orthogonale  $q$ . L'inductance  $L_d$  étant toujours strictement supérieure à  $L_q$ , le signe du couple dépend uniquement du signe du produit  $i_d i_q$ . Ainsi, un couple donné peut être produit avec une même norme de courant  $I$  mais deux angles de répartition  $\varphi$  distincts : une première répartition  $\varphi_1$  telle que  $i_d = \bar{i}_d$  et  $i_q = \bar{i}_q$  puis une seconde  $\varphi_2$  respectant  $i_d = -\bar{i}_d$  et  $i_q = -\bar{i}_q$ . Cela constitue une distinction majeure avec la MSAP. Nous utilisons ici l'appellation "angle de répartition", dans la littérature nous trouvons aussi les expressions d'angle de pilotage ou d'angle de charge. La figure 2.7 représente schématiquement les explications précédentes. L'élément ellipsoïdal central représente le rotor de la machine dans le repère électrique. Le courant homopolaire étant nul pour une machine câblée en étoile avec neutre non relié, nous représentons uniquement le plan  $i_0 = 0$  A. La direction "MTPA" est définie dans le paragraphe suivant.

### 2.3.4 Trajectoire MTPA de la machine synchrone à réluctance variable

À partir de l'expression du couple, nous pouvons déterminer la condition de fonctionnement dite MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*) [Dia22]. Lors de ce fonctionnement, la MSRV opère avec le minimum de courant nécessaire à la production du couple souhaité. Cela permet de minimiser les pertes Joule et, de fait, d'assurer un bon rendement. Pour une MSRV sans saturation magnétique, la condition MTPA s'exprime comme suit pour un couple positif :

$$i_d^{\text{MTPA}} = i_q^{\text{MTPA}}. \quad (2.51)$$

Cette condition se transcrit en terme d'angle de répartition :

$$\begin{aligned} \varphi^{\text{MTPA}} &= \frac{\pi}{4} \text{ ou } \frac{5\pi}{4}, & \text{si } i_d = i_q & \text{ (couple positif).} \\ \varphi^{\text{MTPA}} &= \frac{3\pi}{4} \text{ ou } \frac{7\pi}{4}, & \text{si } i_d = -i_q & \text{ (couple négatif).} \end{aligned} \quad (2.52)$$



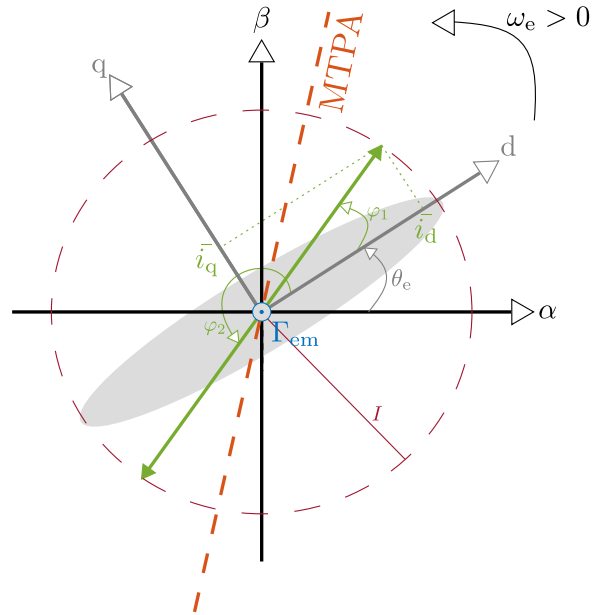


FIGURE 2.7 – Représentation de l’angle de pilotage de la MSR et de la direction de fonctionnement MTPA

Comme représenté sur la figure 2.7, cette condition définit uniquement une direction mais pas un sens dans le plan  $i_0 = 0$  A.

Nous avons maintenant un modèle électrique (2.26) et un modèle de conversion électromécanique (2.42) de la MSR. Dans une démarche d’approfondissement de la compréhension et de la représentativité du modèle, nous cherchons à l’affiner en y incorporant certains phénomènes négligés. Nous gardons néanmoins à l’esprit qu’un modèle ne rendra jamais compte de la réalité de manière exhaustive. La finalité de cette démarche est d’améliorer les performances de la machine à travers la synthèse de lois de commande avancées.

## 2.4 Étude de la tension de neutre de la MSR

### 2.4.1 Origine de la tension de neutre de la machine synchrone à réluctance variable

Le premier niveau de granularité que nous considérons pour affiner le modèle électrique de la MSR prend en compte le comportement homopolaire de la machine. Cela est motivé par la distinction des modèles à deux et quatre paramètres qui se fait principalement sur le potentiel du neutre réel ou fictif. Pour rappel, dans le modèle à quatre paramètres, les inductances propres et mutuelles du repère (a,b,c) sont considérées sinusoïdales autour d’une valeur constante non nulle, mais leurs amplitudes respectives sont indépendantes. Comme nous l’avons déjà abordé, le comportement homopolaire de la machine s’en voit affecté. Nous détaillons ce point dans cette section.

Comme mentionné dans la section précédente, le courant homopolaire d’une machine électrique câblée en étoile avec un point neutre non relié est nul. Néanmoins, cela n’empêche pas le potentiel de neutre de pouvoir varier.

Pour fonctionner à vitesse variable, les machines électriques sont connectées à des convertisseurs de puissance. Généralement, un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est utilisé. La figure 2.8 représente schématiquement l'ensemble du système {source de puissance + convertisseur + machine}. Le convertisseur de puissance peut être à l'origine d'une tension homopolaire variable. Pour s'en convaincre rapidement, nous pouvons mentionner la méthode de MLI vectorielle, connue depuis plus de quarante ans [VDB88; Nea01] et reposant sur une injection d'harmonique trois. Bien que le courant de neutre reste identiquement nul, la tension de neutre varie périodiquement en suivant un motif quasi-triangulaire. Ici, nous nous plaçons dans un cas légèrement plus subtil : nous considérons que la variation du potentiel de neutre n'est ni souhaitée ni opérée par le convertisseur comme dans l'exemple précédent. Nous supposons que la machine est alimentée par un système de tensions triphasées direct. Lorsque les inductances de la machine (entre phase et neutre réel) ne respectent pas les relations (2.11), les phases de la machine ne sont plus équilibrées à tout instant. Il y a ainsi des variations d'impédances qui entraînent des variations de courant dans chaque phase et finalement une variation de la tension de neutre, autrement dit une tension homopolaire non constante. Nous développons dans un premier temps la relation entre la tension de neutre et la tension homopolaire. Dans un second temps, nous étudions d'abord théoriquement puis expérimentalement la tension de neutre de la MSRV.

Afin d'éviter les confusions, nous décidons d'écrire en exposant la référence de tension sur les vecteurs. Ainsi, le vecteur de tension  $v_{abc}^X = [v_{aX} \ v_{bX} \ v_{cX}]^T$  est référencé par rapport au potentiel du point quelconque X. Les transformées de Concordia et Park peuvent s'appliquer à ce vecteur, nous déduisons la tension homopolaire (toujours référencée à X) :

$$v_0^X = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{aX} + v_{bX} + v_{cX}). \quad (2.53)$$

*Remarque 2.4.1.* En choisissant  $X = N'$  nous obtenons une tension homopolaire nulle par définition du neutre virtuel  $N'$ . ┘

A priori, le choix du point de référence devrait agir uniquement sur la composante homopolaire dans les domaines de Concordia et Park. En effet, décaler le point de référence revient à ajouter une même tension sur chaque phase.

Pour obtenir la relation entre la tension de neutre et la tension homopolaire, nous utilisons la relation de Chasles :

$$\begin{aligned} v_{NX} &= v_{Na} + v_{aX}, \\ &= v_{Nb} + v_{bX}, \\ &= v_{Nc} + v_{cX}. \end{aligned} \quad (2.54)$$

Et donc :

$$3v_{NX} = \underbrace{v_{Na} + v_{Nb} + v_{Nc}}_{-\sqrt{3}v_0^N} + \underbrace{v_{aX} + v_{bX} + v_{cX}}_{\sqrt{3}v_0^X}. \quad (2.55)$$

Finalement :

$$v_{NX} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_0^X - v_0^N). \quad (2.56)$$

La tension  $v_0^N$  est exprimable à partir du modèle de la machine à quatre paramètres dans le repère de Park (2.20). Nous appliquons cette dernière relation à deux cas particuliers : l'expression de la tension entre le neutre physique N et le neutre virtuel N', puis la tension entre le neutre réel N et la masse du convertisseur -.

$$\begin{aligned} v_{NN'} &= -\frac{1}{\sqrt{3}}v_0^N, \\ v_{N-} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_0^- - v_0^N). \end{aligned} \quad (2.57)$$

La tensions  $v_0^-$  dépend de la technique de MLI choisie. À titre d'exemple, pour une MLI intersective (sinusoïdale), la tension  $v_0^-$  est constante au sens du modèle moyen de l'onduleur et vaut :

$$v_0^- = \frac{\sqrt{3}}{2}E, \quad (2.58)$$

où  $E$  est la tension du bus continu. Dans ce cas, la relation liant la tension entre le point neutre et le point froid de l'onduleur est égale à la tension homopolaire (référéncée au neutre réel) plus une constante liée à la tension d'alimentation continue. Autrement dit, le potentiel de neutre est relié à la tension homopolaire de la machine, à la composante homopolaire introduite par le convertisseur près.

La tension entre les neutres réels et virtuels  $v_{NN'}$  se déduit de la tension entre le neutre et le point froid  $v_{N-}$  et de la tension homopolaire référéncée à la masse du convertisseur  $v_0^-$ .

Dans le domaine de Park, l'équation de la composante homopolaire se déduit de l'équation vectorielle (2.20). Nous en réécrivons la dernière composante ici :

$$\begin{aligned} v_0^N &= R_s \dot{i}_0^0 + L_h \frac{di_0^0}{dt} + M_{d0} \frac{di_d}{dt} + M_{q0} \frac{di_q}{dt} + \frac{dL_h}{dt} \dot{i}_0^0 + \frac{dM_{d0}}{dt} i_d + \frac{dM_{q0}}{dt} i_q, \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2 - M_2) \cos(3\theta_e) \frac{di_d}{dt} + \frac{1}{\sqrt{2}}(M_2 - L_2) \sin(3\theta_e) \frac{di_q}{dt} \\ &\quad - 3\omega_e \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2 - M_2) \sin(3\theta_e) i_d + 3\omega_e \frac{1}{\sqrt{2}}(M_2 - L_2) \cos(3\theta_e) i_q. \end{aligned} \quad (2.59)$$

Par simplification hâtive, les mutuelles et leurs variations temporelles sont parfois omises. Pourtant ce sont elles qui affectent le potentiel du point neutre de la machine. Le non respect des relations (2.11) impacte le couplage mutuel entre l'axe homopolaire et les deux autres à travers les inductances mutuelles à présent non nulles (voir (2.24)). Ainsi, pour des courants  $i_{dq0}$  constants, la tension homopolaire varie sinusoïdalement avec une fréquence de trois fois la fréquence de rotation électrique notée  $3f_e$ . Cela avait déjà été mis en évidence, notamment par Thierry Lubin dans son manuscrit de thèse [Lub03].

Dans ce même document, il nous montre que dans le cas d'une machine à neutre relié, la tension de ce dernier est maintenue de facto constante. Cependant, le courant qui circule à travers est non nul et varie également avec une fréquence de trois fois la fréquence de rotation électrique. Des mesures réalisées sur une machine connectée au réseau sont présentées et la variation de la composante homopolaire est mise en évidence.

*Remarque 2.4.2.* Même dans le repère de Park, dont l'objectif est d'éliminer la dépendance des grandeurs avec la position, la tension de neutre dépend de la position. ─

### 2.4.2 Mesures expérimentales de la tension de neutre

Dans les expériences menées au laboratoire, les tensions sont appliquées via l'utilisation d'un onduleur de tension utilisant le principe de la MLI. Les tensions appliquées aux phases du moteur sont alors "hachées". Cela résulte, entre autre, en un potentiel de point neutre variable à la fréquence de découpage. La tension entre le point neutre et le point froid du convertisseur a été mesurée. La figure 2.8 schématise le montage réalisé.

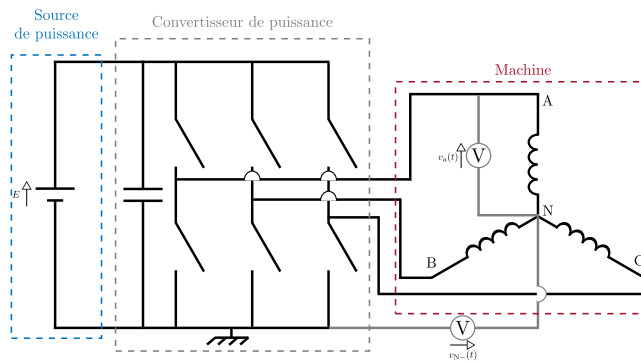


FIGURE 2.8 – Schéma du montage réalisé pour mesurer la tension du point neutre

Pour visualiser la composante homopolaire, une analyse de Fourier est utilisée. Quelques résultats de ces analyses sont représentés sur la figure 2.9. Les lignes pointillées rouges représentent les fréquences  $3f_e$ . Lors de ces expériences, la MSR<sub>V</sub> est entraînée par la MSAP à vitesse constante. Une boucle de régulation de courant est utilisée de sorte à imposer les courants  $i_d$  et  $i_q$  souhaités. Une MLI intersective est utilisée. Plus la vitesse et le courant sont importants, plus la raie à la fréquence  $3f_e$  est imposante, ce qui est en adéquation avec l'équation (2.59). Certaines études tirent profit de la présence de cette tension de neutre, notamment dans le cadre d'un pilotage sans capteur de position [Kre93; Iwa16].

La composante continue visible sur ces mesures provient de la tension homopolaire  $v_0^-$  introduite par la MLI utilisée (cf. (2.57)).

Cet harmonique devrait se retrouver sur les tensions simples du moteur. Malgré la variation de la tension de neutre, les tensions de phases  $v_{abc}$  (mesurées entre phase et neutre) ne sont que peu affectées. La figure 2.10 met en évidence la différence d'amplitude entre le fondamental ( $f_e = 20$  Hz) et l'harmonique due à la variation de tension de neutre ( $3f_e = 60$  Hz). Lors de cette expérience, des rapports cycliques purement sinusoïdaux ont été appliqués via une MLI intersective. L'échelle verticale est différente de celle utilisée sur la figure 2.9.

L'amplitude de la raie à  $3f_e$  est plus faible que ce qu'on aurait conjecturé à partir des résultats de la figure 2.9. Nous n'avons pas d'explication particulière.

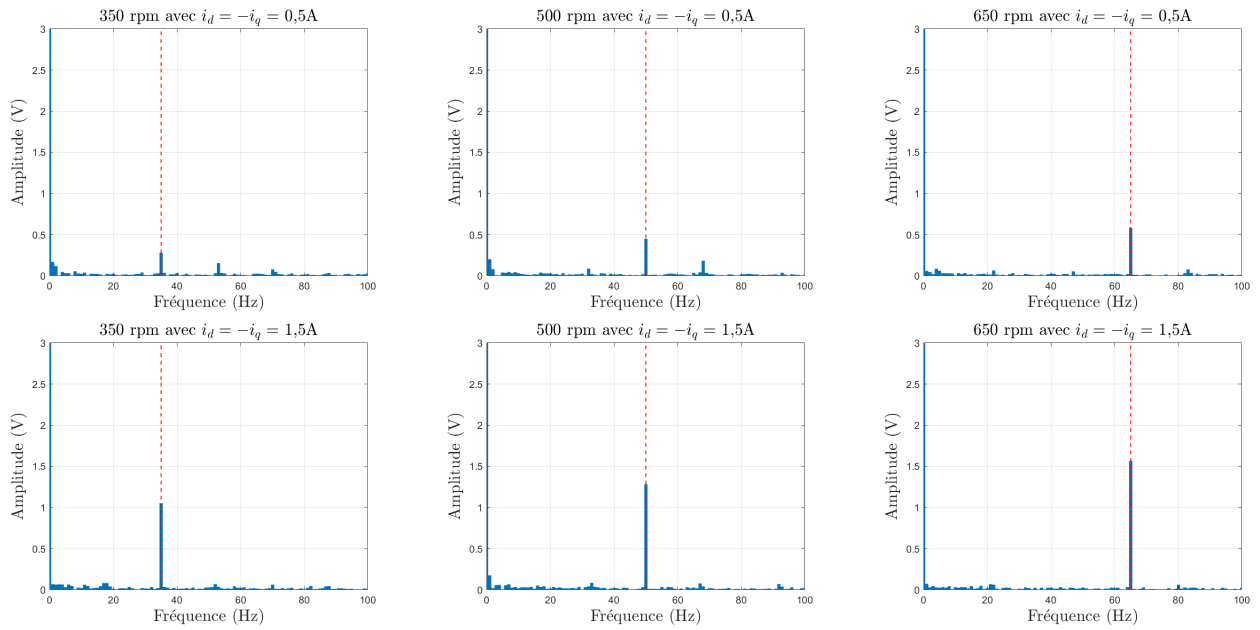


FIGURE 2.9 – Transformées de Fourier de la tension  $v_{N-}$  avec une MLI intersective

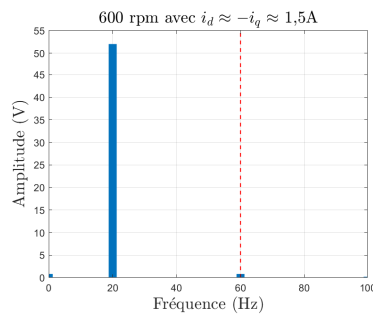


FIGURE 2.10 – Transformée de Fourier de la tension  $v_a$

### 2.4.3 Discussion de l'impact de la tension de neutre

Nous avons montré en fin de la section 2.1 que le modèle à quatre paramètres ne respectait pas les relations théoriques (2.11). Dans la présente section, nous avons montré que le comportement homopolaire s'en voyait perturbé à travers l'apparition d'une variation de tension de neutre. Nous avons également vu que l'impact de la variation de la tension de neutre sur les tensions  $v_{abc}$  de la machine est assez dérisoire. De plus, avec un courant homopolaire nul par construction, la tension homopolaire n'a aucun effet sur la conversion d'énergie. Dans la suite de ce document, nous négligeons cet effet pour nous concentrer sur d'autres imperfections de la machine. Dans la section suivante, nous étudions l'effet de la saturation magnétique sur les inductances de la MSRV.

## 2.5 Prise en compte des saturations magnétiques des inductances en $(d,q,0)$

Nous avons vu dans la section 2.2 que la transformée de Park permet d'obtenir des grandeurs électriques indépendantes de la position. Dans cette section, nous étudions la dépendance des flux aux courants dans la machine. Le fer qui compose la machine est sujet au phénomène de saturation magnétique qui limite l'intensité du champ magnétique. Cela se traduit par une limitation du flux dans la machine, et donc, par une dépendance non linéaire de ce dernier avec les courants. Une manière classique de traduire ce phénomène est de considérer les inductances de la machine dépendantes de l'intensité du courant dans les bobinages. Cette section repose très largement sur le travail effectué par Thomas PHAM pour son projet de fin d'études au département Génie Électrique de l'INSA Lyon [Pha21]. J'ai eu la chance de participer à son encadrement.

### 2.5.1 Introduction théorique à la saturation magnétique

La figure 2.11 schématise la relation existante entre le flux magnétique et le courant circulant dans une inductance. Les notations visibles sur cette figure seront introduites au fil du texte. Le flux  $\lambda_m$  correspond au flux à courant nul. Pour les MSRV, ce terme est nul ou presque. Pour les MSAP, ce terme est directement lié aux flux des aimants permanents. Sur cette figure, nous pouvons distinguer trois zones : la zone linéaire, le coude de saturation et la zone saturée.

*Remarque 2.5.1.* De manière rigoureuse, plutôt que représenter le flux en fonction du courant, nous devrions représenter l'induction magnétique (ou champ magnétique) en fonction de l'excitation magnétique. Cependant, pour un circuit magnétique donné et fixe (section, nombre de spires, longueur du circuit constant) il y a une simple relation de proportionnalité entre le flux et l'induction magnétique, de même entre le courant et l'excitation magnétique. ─

En prenant en compte la saturation magnétique, les flux de la MSRV dans le repère de Park s'expriment tel que montrés dans l'équation suivante :

$$\lambda_{dq0} = \begin{pmatrix} \lambda_d(i_d) \\ \lambda_q(i_q) \\ \lambda_0(i_d, i_q) \end{pmatrix}. \quad (2.60)$$

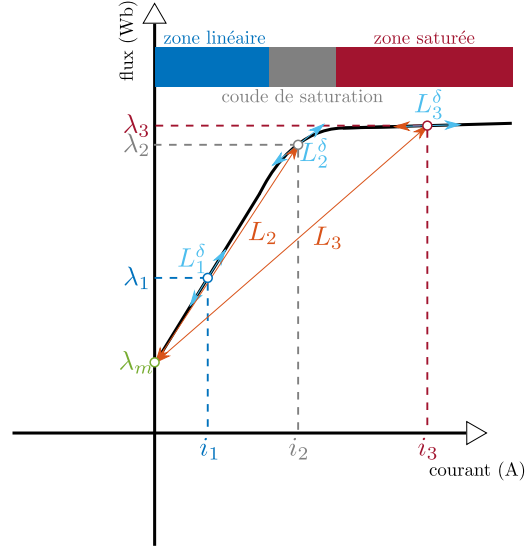


FIGURE 2.11 – Schéma de la relation entre le flux magnétique et le courant électrique avec prise en compte de la saturation magnétique

Nous rappelons que les sections précédentes ont montré que les inductances mutuelles entre les axes direct  $d$  et en quadrature  $q$  sont nulles. De plus, le courant homopolaire est nul par construction (machine câblée en étoile). Cela explique la non-dépendance des flux  $\lambda_d$  et  $\lambda_q$  avec les courants non associés. À l'inverse, les inductances mutuelles entre  $d$ ,  $q$  et l'axe homopolaire sont non nulles. Cela explique la dépendance de  $\lambda_0$  avec les courants des deux autres axes  $i_d$  et  $i_q$ .

Dans la MSR<sub>V</sub>, en plus de la saturation directe, le phénomène de saturation croisée est marqué [Vag98b ; Mor07 ; Qu12]. La saturation croisée est provoquée par le partage d'un même circuit magnétique par les composantes du flux magnétique. Le flux magnétique ne peut pas augmenter significativement lorsqu'une des composantes est suffisamment importante pour saturer le matériau. Ainsi, la composante du flux dans l'autre direction ne pourra pas augmenter malgré l'accroissement du courant associé. Ceci reste vrai même si le courant associé est faible. En conséquence les flux sont non seulement dépendants de leurs courants respectifs (saturation directe) mais aussi des autres courants (saturation croisée). L'équation (2.60) est donc à revoir et les flux s'expriment finalement comme dans l'équation (2.61).

$$\lambda_{dq0} = \begin{pmatrix} \lambda_d(i_d, i_q) \\ \lambda_q(i_d, i_q) \\ \lambda_0(i_d, i_q) \end{pmatrix}. \quad (2.61)$$

*Remarque 2.5.2.* Il est important de distinguer la saturation croisée du couplage magnétique dû aux inductances mutuelles. Ces dernières sont nulles dans le repère de Park alors que la saturation croisée est notable. ┘

## 2.5.2 Identification expérimentale des inductances de la machine synchrone à réluctance variable

La mesure des flux de la MSRV du laboratoire a été réalisée expérimentalement en suivant la procédure proposée dans [Arm13]. Cette méthode permet de s'affranchir de l'effet de la résistance statorique et de la dépendance à la température. Elle repose sur des essais expérimentaux en régime permanent durant lesquels les courants  $i_{dq0}$  de la machine sont régulés tandis qu'elle est entraînée à vitesse constante par un système extérieur. Différentes consignes de courants sont imposées et les flux sont estimés à partir des équations de la machine dans le domaine de Park. Ainsi, la machine sous test est cartographiée et nous obtenons des tableaux de données reliant les flux aux courants. Nous ne nous sommes pas intéressés à la composante homopolaire du flux. Les résultats sont extrapolés pour couvrir l'ensemble des courants atteignables en fonctionnement. La figure 2.12 montre les résultats obtenus.

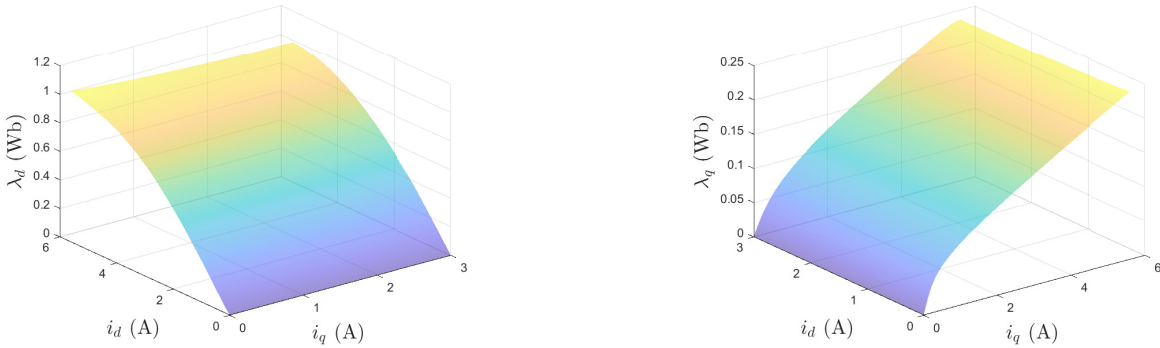


FIGURE 2.12 – Mesure des flux dans l'axe direct (gauche) et en quadrature (droite) en fonction des courants

La dépendance entre les flux et les courants se retrouve naturellement au niveau des inductances. Nous rappelons que le flux d'aimantation  $\lambda_m$  est nul pour une MSRV.

$$\frac{d\lambda_{dq0}(i_d, i_q)}{dt} = \frac{d(L_{dq0}(i_d, i_q)i_{dq0})}{dt} = \frac{dL_{dq0}(i_d, i_q)}{dt}i_{dq0} + L_{dq0}(i_d, i_q)\frac{di_{dq0}}{dt}. \quad (2.62)$$

À partir d'ici, les notations matricielles deviennent lourdes. Nous développons les calculs en notations scalaires. Nous rappelons que les inductances mutuelles entre les axes  $d$  et  $q$  sont nulles. De plus, le courant homopolaire est nul pour une machine câblée en étoile avec neutre non relié. Nous développons alors uniquement les expressions pour les axes  $d$  et  $q$ . Nous pouvons écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\lambda_d(i_d, i_q)}{dt} = \frac{d(L_d(i_d, i_q)i_d)}{dt} = \underbrace{\left( \frac{\partial L_d}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial L_d}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} \right)}_{= \frac{dL_d}{dt}} i_d + L_d(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt}, \\ \frac{d\lambda_q(i_d, i_q)}{dt} = \frac{d(L_q(i_d, i_q)i_q)}{dt} = \underbrace{\left( \frac{\partial L_q}{\partial i_d} \frac{di_d}{dt} + \frac{\partial L_q}{\partial i_q} \frac{di_q}{dt} \right)}_{= \frac{dL_q}{dt}} i_q + L_q(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt}. \end{array} \right. \quad (2.63)$$



Nous introduisons la notion "d'inductance incrémentale". Il s'agit de la pente du flux dans la direction associée autour d'un point de fonctionnement. Mathématiquement, cela s'exprime comme la dérivée partielle du flux par rapport au courant associé. Ces inductances incrémentales sont représentées sur la figure 2.11 avec un exposant  $\delta$ .

$$\begin{cases} L_d^\delta(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \frac{\partial (L_d(i_d, i_q) i_d)}{\partial i_d} = \frac{\partial L_d(i_d, i_q)}{\partial i_d} i_d + L_d(i_d, i_q), \\ L_q^\delta(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{\partial (L_q(i_d, i_q) i_q)}{\partial i_q} = \frac{\partial L_q(i_d, i_q)}{\partial i_q} i_q + L_q(i_d, i_q). \end{cases} \quad (2.64)$$

Nous introduisons également les "inductances incrémentales mutuelles" comme la pente du flux dans la direction orthogonale autour d'un point de fonctionnement. Cela se traduit mathématiquement comme la dérivée partielle du flux par rapport au courant orthogonal. Bien que les inductances mutuelles soient nulles dans le repère de Park, ce n'est pas le cas des inductances mutuelles incrémentales.

$$\begin{cases} M_{dq}^\delta(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} = \frac{\partial (L_d(i_d, i_q) i_q)}{\partial i_q} = \frac{\partial L_d(i_d, i_q)}{\partial i_q} i_d + L_d(i_d, i_q) \frac{\partial i_d}{\partial i_q}, \\ M_{qd}^\delta(i_d, i_q) = \frac{\partial \lambda_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} = \frac{\partial (L_q(i_d, i_q) i_d)}{\partial i_d} = \frac{\partial L_q(i_d, i_q)}{\partial i_d} i_q + L_q(i_d, i_q) \frac{\partial i_q}{\partial i_d}. \end{cases} \quad (2.65)$$

Alors, nous remarquons que la dérivée des flux peut s'exprimer simplement avec les notions introduites en (2.64) et (2.65) :

$$\begin{pmatrix} \frac{d\lambda_d(i_d, i_q)}{dt} \\ \frac{d\lambda_q(i_d, i_q)}{dt} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_d^\delta(i_d, i_q) & M_{dq}^\delta(i_d, i_q) \\ M_{qd}^\delta(i_d, i_q) & L_q^\delta(i_d, i_q) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{pmatrix}. \quad (2.66)$$

*Remarque 2.5.3.* La distinction entre inductance et inductance incrémentale est directement liée à la saturation magnétique. Nous remarquons que sur la figure 2.11, elles sont confondues dans la zone linéaire (point 1). Plus la saturation magnétique est prononcée, Plus les inductances et inductances incrémentales se dissocient.  $\lrcorner$

Finalement, lorsque les saturations (directes et couplées) sont prises en compte, le modèle électrique des axes  $d$  et  $q$  de la MSRV se réécrit à partir de (2.19) et (2.66) :

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \underbrace{L_d^\delta(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt} + M_{dq}^\delta(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt}}_{= \frac{d\lambda_d}{dt}} - \underbrace{\omega_e L_q i_q}_{= \omega_e \lambda_q}, \\ v_q &= R_s i_q + \underbrace{L_q^\delta(i_d, i_q) \frac{di_q}{dt} + M_{qd}^\delta(i_d, i_q) \frac{di_d}{dt}}_{= \frac{d\lambda_q}{dt}} + \underbrace{\omega_e L_d i_d}_{= \omega_e \lambda_d}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Ce modèle est particulièrement couplé, pour simplifier la synthèse de commande, les inductances incrémentales et les inductances mutuelles incrémentales sont souvent négligées.

### 2.5.3 Effets notables de la saturation magnétique sur le fonctionnement de la machine synchrone à réluctance variable

#### La saturation des ponts magnétiques du rotor

Bien qu'inévitable physiquement, le phénomène de saturation magnétique est généralement non souhaitable car il complexifie nettement à la fois le modèle de la machine, sa commande et ses performances. Cependant, la saturation magnétique a un effet appréciable sur la saturation des ponts (appelés *ribs* ou *bridges* en anglais) des barrières de flux. Ces éléments sont des petits morceaux de fer placés au milieu et aux extrémités des barrières de flux. Ils sont nécessaires pour la tenue mécanique du rotor, en particulier en fonctionnement à haute vitesse (voir figure 2.13, tirée de [Bao19]).

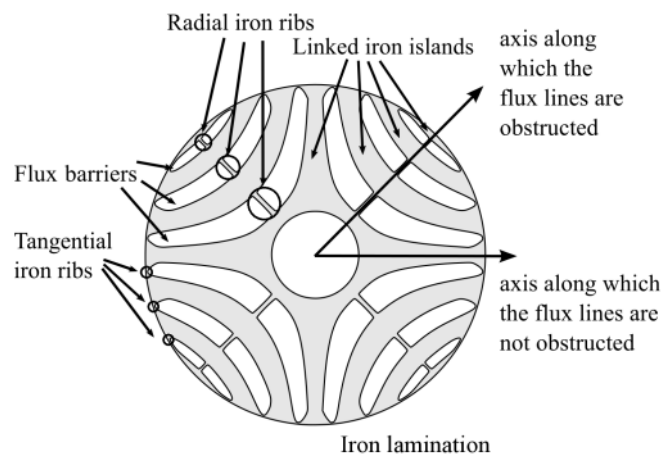


FIGURE 2.13 – Schéma d'un rotor de MSR à réluctance variable, à partir de [Bao19]

La présence de ces ponts réduit drastiquement la saillance du rotor de la machine à faible courant. Dans ces conditions, les inductances  $L_d$  et  $L_q$  ont des valeurs relativement proches. Ainsi, à faible niveau de courant, la capacité de la MSR à produire du couple est grandement diminuée. Lorsque le champ magnétique est faible, ce dernier a autant de facilité à circuler dans la direction  $d$  que dans la direction  $q$  où les ponts magnétiques lui servent de guide. Il en résulte une inductance  $L_q$  de valeur similaire à celle de  $L_d$ . Quand le courant augmente de sorte à créer un champ magnétique suffisant pour saturer ces éléments, la saillance du rotor augmente et la machine peut produire un couple plus important. Cela est remarquable sur la figure 2.14 où sont représentées les inductances de la MSR du laboratoire Ampère en fonction des courants. Elle est tirée des mêmes mesures effectuées en suivant le protocole mentionné précédemment. La zone encadrée en rouge correspond à un volume dans lequel l'inductance  $L_q$  est importante car les ponts magnétiques ne sont pas saturés. Pour un courant  $i_q$  supérieur à 0,6 A, l'inductance  $L_q$  est inférieure à 0,1 H. Nous considérons alors que les ponts magnétiques sont globalement saturés. Bien que l'inductance  $L_q$  continue de diminuer progressivement en augmentant  $i_q$  de 0,6 A à 5,6 A, sa pente est nettement plus faible que dans la région de courant inférieur à 0,6 A.

De manière générale, il est admis qu'une fois les ponts magnétiques saturés, l'axe  $d$  est plus impacté par la saturation magnétique. La plus grande quantité de fer (donc le plus faible

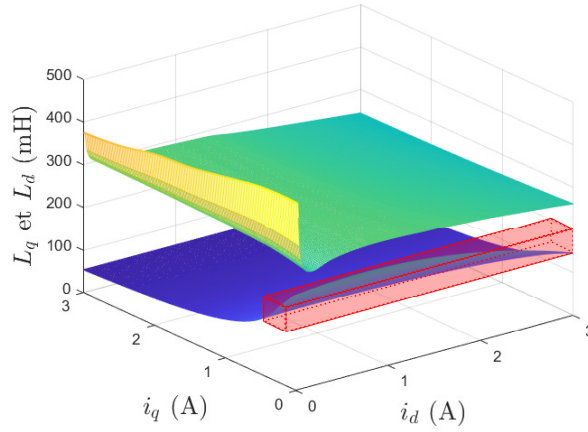


FIGURE 2.14 – Mesures des inductances  $L_d$  (surface supérieure) et  $L_q$  (surface inférieure) de la MSRV du laboratoire Ampère

entrefer) présente dans la direction  $d$  permet des champs magnétiques plus intenses et donc des saturations plus marquées. Au contraire, une fois les ponts magnétiques saturés, la direction  $q$  est moins sujette à la saturation magnétique et son inductance est parfois même considérée constante.

### Modification de la répartition de courant dans un fonctionnement MTPA

À travers la diminution des inductances, la saturation magnétique affecte la répartition de courant associé à un fonctionnement MTPA. Pour exprimer la trajectoire MTPA, nous repartons de l'équation (2.42) que nous rappelons ci-dessous en prenant en compte les saturations magnétiques directes et croisées.

$$\Gamma_{\text{em}} = n_{\text{pp}} (\lambda_d(i_d, i_q)i_q - \lambda_q(i_d, i_q)i_d) . \quad (2.68)$$

Trouver la trajectoire MTPA revient à déterminer l'angle de répartition  $\varphi$  permettant d'obtenir le maximum de couple pour une norme de courant  $I$  donnée. Il s'agit alors de trouver l'angle de répartition  $\varphi^{\text{MTPA}}(I)$  tel que :

$$\frac{\partial \Gamma_{\text{em}}}{\partial \varphi} = 0, \quad (2.69)$$

En exprimant les courants  $i_d$  et  $i_q$  en fonction de la norme de courant  $I$  et de l'angle de répartition  $\varphi$ , nous obtenons :

$$\begin{aligned} i_d &= I \cos(\varphi) \Rightarrow \frac{\partial i_d}{\partial \varphi} = -I \sin(\varphi) = -i_q, \\ i_q &= I \sin(\varphi) \Rightarrow \frac{\partial i_q}{\partial \varphi} = I \cos(\varphi) = i_d. \end{aligned} \quad (2.70)$$

Nous pouvons alors exprimer la dérivée partielle du couple par rapport à l'angle de répartition. Pour alléger les notations, nous ne faisons pas apparaître la dépendance des flux  $\lambda_d$  et  $\lambda_q$  à la norme de courant et à l'angle de pilotage. Nous gardons à l'esprit que ces derniers devraient

s'écrire :  $\lambda_d(I \cos(\varphi), I \sin(\varphi))$  et  $\lambda_q(I \cos(\varphi), I \sin(\varphi))$ .

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial \varphi} &= n_{pp} \left( \frac{\partial \lambda_d}{\partial \varphi} I \sin(\varphi) + \lambda_d \frac{\partial (I \sin(\varphi))}{\partial \varphi} - \frac{\partial \lambda_q}{\partial \varphi} I \cos(\varphi) - \lambda_q \frac{\partial (I \cos(\varphi))}{\partial \varphi} \right), \\ &= n_{pp} \left( \frac{\partial \lambda_d}{\partial \varphi} I \sin(\varphi) + \lambda_d I \cos(\varphi) - \frac{\partial \lambda_q}{\partial \varphi} I \cos(\varphi) + \lambda_q I \sin(\varphi) \right). \end{aligned} \quad (2.71)$$

Les variations des flux par rapport à l'angle de répartition s'expriment en utilisant (2.70), (2.64) et (2.65).

$$\begin{aligned} \frac{\partial \lambda_d}{\partial \varphi} &= \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_d} \frac{\partial i_d}{\partial \varphi} + \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_q} \frac{\partial i_q}{\partial \varphi} = -L_d^\delta I \sin(\varphi) + M_{dq}^\delta I \cos(\varphi) \\ \frac{\partial \lambda_q}{\partial \varphi} &= \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_d} \frac{\partial i_d}{\partial \varphi} + \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_q} \frac{\partial i_q}{\partial \varphi} = -M_{qd}^\delta I \sin(\varphi) + L_q^\delta I \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (2.72)$$

*Remarque 2.5.4.* Nous avons allégé les notations des inductances en omettant de noter explicitement leurs dépendances à la norme de courant et à l'angle de répartition.  $\square$

Finalement, nous exprimons la dérivée du couple par rapport à l'angle de répartition :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial \varphi} &= n_{pp} I^2 \left( \sin^2(\varphi)(L_q - L_d^\delta) + \cos^2(\varphi)(L_d - L_q^\delta) + \sin(\varphi) \cos(\varphi)(M_{dq}^\delta + M_{qd}^\delta) \right) \\ &= n_{pp} \left( (L_d - L_q^\delta) i_d^2 + (L_q - L_d^\delta) i_q^2 + (M_{dq}^\delta + M_{qd}^\delta) i_d i_q \right) \end{aligned} \quad (2.73)$$

La relation non linéaire entre les flux et les courants rendent les expressions des flux et des inductances particulièrement compliquées. Cela rend la résolution de l'équation (2.73) difficile. Bien que certains auteurs [Qu12; Kil02] utilisent des expressions explicites des inductances, l'effet de la saturation magnétique sur les inductances est, généralement, pris en compte à travers l'utilisation de tableau de données (*Look-up table (LuT)* en anglais). Ces tableaux contiennent les cartographies des inductances, c'est-à-dire les valeurs d'inductances pour différents niveaux de courants. Il s'agit donc de données discrètes. Nous avons alors calculé la trajectoire MTPA de la MSR<sub>V</sub> du laboratoire à partir des cartographies présentées dans cette section. Le graphique de gauche de la figure 2.15 met en évidence les trajectoires MTPA avec et sans prise en compte de la saturation magnétique. Une extrapolation des résultats permet d'obtenir la trajectoire MTPA sur toute la plage de fonctionnement de la machine comme montré sur le graphique de droite.

Nous pouvons remarquer que le courant  $i_d$  est moins important que dans le cas idéal linéaire de sorte à limiter la saturation dans l'axe direct et ainsi de garder une saillance importante.

Parfois, les tableaux de données d'inductances proviennent directement de la simulation à éléments finis de la machine [Ibr15b; Gam18]. Cela nécessite d'avoir une connaissance très précise de la géométrie de la machine. Les constructeurs de machines ne partagent que très rarement ces données souvent confidentielles. Dans le cas où la simulation à éléments finis n'est pas disponible, des procédures expérimentales (semblables à celle utilisée pour les résultats présentés ici) sont proposées dans la littérature [Vag98b; Arm13]. Ces cartographies sont utilisées pour obtenir la trajectoire MTPA en calcul hors ligne. Pour ce qui est de la commande, les tables de données sont parfois utilisées pour améliorer les découplages intrinsèques de la commande vectorielle [Tra17].

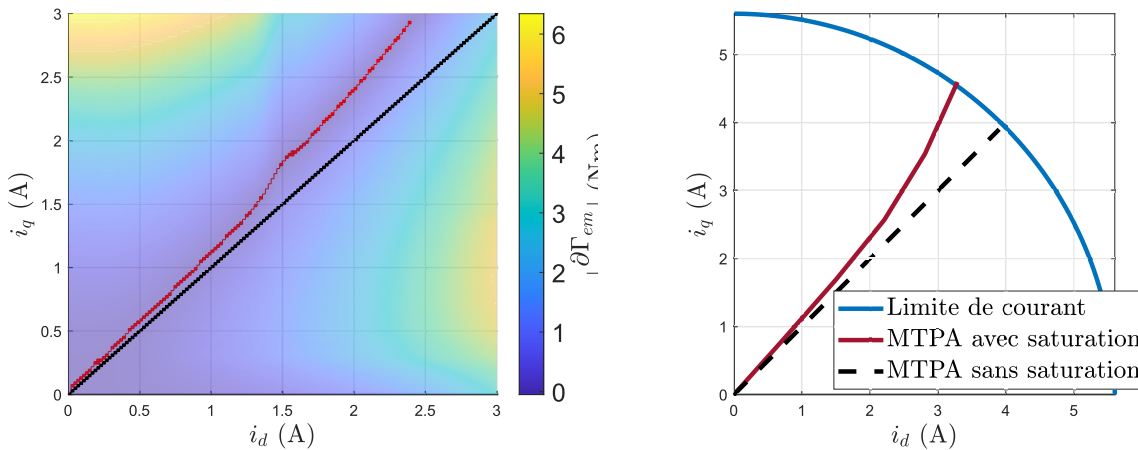


FIGURE 2.15 – Représentation de la variation du couple en fonction de l'angle de répartition et trajectoire MTPA avec saturation magnétique (gauche), extrapolation des résultats (droite)

Certains auteurs proposent d'estimer les saturations en ligne, grâce à des observateurs de flux ou d'inductance, de sorte à se passer des cartographies [Myn21 ; Var22 ; Shi09 ; Jeo09]. Cela présente l'avantage de se dispenser de modèle à éléments finis ou de procédure d'identification expérimentale. Ces méthodes sont aussi plus robustes aux dérives des paramètres. Elles nécessitent plus de puissance de calcul à embarquer mais moins de capacité mémoire par rapport aux tableaux de données.

## Conclusion

L'obtention d'un modèle dynamique est essentiel pour piloter précisément un système. Dans ce chapitre, nous avons modélisé analytiquement le comportement électrique de la machine synchrone à réluctance variable. En partant d'un modèle basique, nous l'avons graduellement affiné de sorte à prendre en compte les phénomènes majeurs considérés dans la littérature. Les modèles introduits ne recouvrent pas l'entière des modèles proposés dans la littérature. En effet, certains auteurs prennent aussi en compte les pertes fer dans la machine [Uez94 ; FB01 ; Ura03 ; Yah14]. Il existe bien sûr d'autres types de modélisation, nous pouvons, par exemple, citer l'utilisation de graphes de liaison (*bond graph* en anglais) dans la modélisation de machine électrique [Sah79 ; Ach05].

Dans ce chapitre, la machine synchrone à réluctance variable a été modélisée dans le repère triphasé puis dans celui de Park. Les expressions du couple de la machine synchrone à réluctance variable ont été déduites de bilans de puissances dans les deux repères évoqués. Ensuite, l'étude de la tension du point neutre a fait l'objet de la troisième section. Finalement, les saturations magnétiques ont été étudiées et identifiées expérimentalement.

Les nombreux essais expérimentaux (et leurs interprétations) exposés dans ce chapitre nous ont naturellement poussé à considérer des contraintes expérimentales. Parmi celles-ci, le calibrage du capteur de position a été une problématique récurrente. La difficulté de le réaliser rigoureusement et ses rares mentions dans la littérature nous ont motivé à y consacrer le prochain chapitre de ce mémoire.

# Chapitre 3

## Problématique de la calibration du capteur de position de la MSR<sub>V</sub>

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>66</b>
<b>3.1 Prise en compte d'une erreur d'alignement du capteur de position</b>	<b>67</b>
3.1.1 Modélisation d'une machine synchrone à réluctance variable avec erreur de position dans le domaine de Park . . . . .	67
3.1.2 Effets notables d'une erreur de position sur le fonctionnement d'une machine synchrone à réluctance variable . . . . .	68
<b>3.2 Alignement d'une MSR<sub>V</sub> par la méthode de l'échelon de tension</b>	<b>70</b>
3.2.1 Description de la méthode de l'échelon de tension . . . . .	70
3.2.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode de l'échelon	75
3.2.3 Discussion des résultats . . . . .	76
<b>3.3 Alignement d'une MSR<sub>V</sub> par la méthode de la recherche du couple nul</b>	<b>77</b>
3.3.1 Description de la méthode d'alignement par la méthode du couple nul	77
3.3.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode du couple nul	78
3.3.3 Discussion des résultats . . . . .	80
<b>3.4 Proposition d'une méthode d'alignement adaptée pour la MSR<sub>V</sub></b>	<b>81</b>
3.4.1 Description de la méthode proposée . . . . .	81
3.4.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode proposée . .	82
3.4.3 Discussion des résultats . . . . .	83
<b>3.5 Récapitulatif des résultats et perspectives</b> . . . . .	<b>85</b>
3.5.1 Récapitulatif des résultats . . . . .	85
3.5.2 Perspectives et améliorations identifiées . . . . .	85
<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>86</b>

---

## Introduction

L'information de position est importante et même nécessaire lorsque la commande de la machine est réalisée dans le repère de Park. Une manière pratique d'obtenir cette information consiste à utiliser un capteur de position. L'emploi d'un capteur implique implicitement son interfaçage et son étalonnage. Pour la machine synchrone à réluctance variable, la position zéro est définie par l'alignement d'une des directions du rotor contenant le maximum de fer avec le centre de la phase  $A$ . Il s'agit alors d'étalonner le capteur de position de sorte qu'il renvoie une information de position cohérente avec cette définition.

Nous pouvons trouver quelques méthodes dans la littérature. Une revue de plusieurs méthodes d'étalonnage de capteurs de position est proposée dans [Yil19]. Ces méthodes sont généralement développées et appliquées à des machines synchrones à aimants permanents. Par exemple, deux méthodes sont proposées dans [Rah05], la première repose sur une mesure simultanée de la position et des tensions induites d'une machine synchrone à aimants permanents. La seconde méthode consiste à injecter un courant ne produisant aucun couple lorsque le capteur de position délivre la position correcte.

Ce chapitre repose principalement sur des résultats expérimentaux, il est organisé de la façon suivante :

- La section 3.1 formalise le modèle d'une machine synchrone à réluctance variable dont la position est erronée d'une erreur constante. Les effets notables d'une telle erreur sont discutés. Les méthodes utilisées par la suite reposent sur ce modèle.
- La section 3.2 met en œuvre une première méthode d'étalonnage. Cette idée est héritée des méthodes d'étalonnage appliquées aux machines synchrones à aimants permanents. Elle consiste à imposer un échelon de tension sur la phase  $A$  de la machine, elle se rapproche beaucoup de ce qui est mentionné dans [SH16].
- La section 3.3 rend compte des résultats obtenus à partir d'une seconde méthode. Cette méthode repose sur la recherche de la direction de courant qui minimise le couple en valeur absolue. Il s'agit de la même idée que celle exploitée dans la seconde méthode de [Rah05].
- Une méthode originale est proposée dans la section 3.4. Étant basée sur l'observation des inductances de la machine, elle est plus adaptée aux machines synchrones à réluctance variable.
- Finalement, les résultats expérimentaux sont comparés et des perspectives de travail sont proposées dans la dernière section du chapitre.

## 3.1 Prise en compte d'une erreur d'alignement du capteur de position

L'utilisation de la transformée de Park requiert la connaissance de la position absolue du rotor de la machine. Cette connaissance peut provenir d'une mesure directe de la position ou bien d'une estimation. Dans cette section, nous nous intéressons au cas où la position utilisée diffère de la position réelle de la MSR. Nous prenons en compte une erreur de position constante et nous en étudions les conséquences sur le modèle électrique de la machine dans le domaine de Park. Nous ne considérerons pas la composante homopolaire car le calcul de celle-ci ne requiert pas la mesure de position. En effet, la direction homopolaire étant colinéaire à l'axe de rotation de la matrice  $\mathcal{R}(\theta_e)$  utilisée pour la transformée de Park, l'expression de la composante homopolaire ne nécessite pas la connaissance de la position. Cela n'est pas incompatible avec ce qui a été montré dans la section 2.4, à savoir que la tension homopolaire varie avec la position.

### 3.1.1 Modélisation d'une machine synchrone à réductance variable avec erreur de position dans le domaine de Park

La figure 3.1 introduit les différentes notations utilisées dans cette section. La position réelle du rotor est repérée par l'angle  $\theta_e$  entre l'axe  $\alpha$  et l'axe  $d$ . La position mesurée (ou estimée) est notée  $\theta_e^m$ . L'erreur de position est définie comme la différence entre la position mesurée et la position réelle. Elle est parfois appelée "désalignement", cette grandeur est notée  $\delta_\theta = \theta_e^m - \theta_e$ . Nous définissons un nouveau repère appelé (f,g,0) obtenu par la rotation du repère ( $\alpha,\beta,0$ ) d'un angle  $\theta_e^m$ . L'objectif de cette section est d'exprimer le modèle électrique de la MSR dans le repère (f,g,0) qui est le seul disponible pour la commande de la machine.

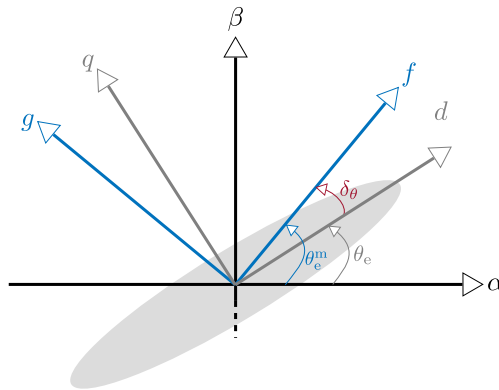


FIGURE 3.1 – Représentation schématique d'une mesure de position erronée

Nous déterminons les relations suivantes en utilisant les propriétés des matrices de rotation (3.2) :

$$\chi_{fg0} = \mathcal{R}(\theta_e^m)\chi_{\alpha\beta 0}, \quad (3.1)$$

$$\chi_{fg0} = \mathcal{R}(\delta_\theta)\chi_{dq0},$$

$$\mathcal{R}(\theta_e + \delta_\theta) = \mathcal{R}(\theta_e)\mathcal{R}(\delta_\theta), \quad (3.2a)$$

$$\mathcal{R}(\delta_\theta)^{-1} = \mathcal{R}(-\delta_\theta), \quad (3.2b)$$



$$\mathcal{R}(\theta_e)R(\delta_\theta) = R(\delta_\theta)\mathcal{R}(\theta_e). \quad (3.2c)$$

En utilisant ces relations ainsi que le modèle de la MSRV dans le repère de Park (d,q,0) 2.19, nous obtenons le modèle électrique de la MSRV dans le repère (f,g,0) dans le cas d'un désalignement  $\delta_\theta$  constant. Nous insistons sur le fait que les seules grandeurs disponibles à la mesure et à la commande sont les grandeurs dans le repère (f,g,0).

$$\begin{aligned} v_{fg0} &= R_s i_{fg0} + \frac{d\lambda_{fg0}}{dt} + \omega_e \mathfrak{J} \lambda_{fg0}, \\ v_{fg0} &= R_s i_{fg0} + L_{fg0} \frac{di_{fg0}}{dt} + \omega_e \mathfrak{J} L_{fg0} i_{fg0}. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Les inductances du repère (f,g,0) sont indépendantes de la position réelle  $\theta_e$ . Elles dépendent par contre de l'erreur de position  $\delta_\theta$ .

En détaillant l'expression des inductances dans le repère (f,g,0) à partir de la matrice d'inductance dans le repère de Park (2.23), nous obtenons :

$$\begin{aligned} L_{fg0} &= \mathcal{R}(\delta_\theta) L_{dq0} \mathcal{R}^{-1}(\delta_\theta), \\ &= \begin{bmatrix} \cos^2(\delta_\theta) L_d + \sin^2(\delta_\theta) L_q & \sin(\delta_\theta) \cos(\delta_\theta) (L_q - L_d) & \cos(\delta_\theta) M_{d0} + \sin(\delta_\theta) M_{q0} \\ \sin(\delta_\theta) \cos(\delta_\theta) (L_q - L_d) & \sin^2(\delta_\theta) L_d + \cos^2(\delta_\theta) L_q & \cos(\delta_\theta) M_{q0} - \sin(\delta_\theta) M_{d0} \\ \cos(\delta_\theta) M_{d0} + \sin(\delta_\theta) M_{q0} & \cos(\delta_\theta) M_{q0} - \sin(\delta_\theta) M_{d0} & L_h \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} L_f & M_{fg} & M_{f0} \\ M_{gf} & L_g & M_{g0} \\ M_{0f} & M_{0g} & L_h \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Cette matrice d'inductance est symétrique. En particulier les inductances mutuelles  $M_{fg}$  et  $M_{gf}$  sont égales entre elles. Cependant, nous remarquons que, contrairement à la matrice d'inductance dans le repère (d,q,0), dans le repère (f,g,0), les inductances mutuelles  $M_{fg}$  et  $M_{gf}$  ne sont pas nulles si le biais  $\delta_\theta$  est non nul. Il est intéressant de noter que la méthode de mesure des flux proposée dans [Arm13] et appliquée à la section 2.5.2 n'est pas sensible à l'apparition des mutuelles causées par le désalignement du capteur de position. Cette méthode permet d'obtenir les valeurs de  $L_f$  et  $L_g$ . Bien que ces dernières dépendent du biais  $\delta_\theta$ , les inductances mutuelles sont compensées par le protocole décrit dans [Arm13].

### 3.1.2 Effets notables d'une erreur de position sur le fonctionnement d'une machine synchrone à réluctance variable

Le désalignement de position provoque des effets notables sur le comportement de la MSRV. Nous détaillons ici deux conséquences particulières : la modification de la répartition de courant pour un fonctionnement MTPA et la surestimation de la saturation croisée.

### Modification de la répartition MTPA

Le couple généré par la MSRVR peut s'exprimer dans le repère (f,g,0) à partir de son expression dans le repère (d,q,0) :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{em} &= n_{pp} (L_d - L_q) i_d i_q, \\
 &= n_{pp} (L_d - L_q) \left[ \cos(2\delta_\theta) i_f i_g + \frac{1}{2} (i_f^2 - i_g^2) \sin(2\delta_\theta) \right], \\
 &= n_{pp} \left( L_f(\delta_\theta) i_f i_g + M_{fg}(\delta_\theta) i_g^2 - M_{gf}(\delta_\theta) i_f^2 - L_g(\delta_\theta) i_f i_g \right).
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Les courants contrôlés par notre algorithme de commande sont  $i_f$  et  $i_g$  au lieu des courants  $i_d$  et  $i_q$ . L'erreur de mesure de position  $\delta_\theta$  impacte donc directement le couple produit par la machine.

**Exemple 3.1.1.** Nous souhaitons produire des courants  $i_d = i_q$ , or, l'erreur de mesure  $\delta_\theta$  permet de réaliser  $i_f = i_g$  à la place. Avec une erreur de position  $\delta_\theta$ , les courants  $i_d$  et  $i_q$  correspondants s'expriment comme  $i_{dq0} = \mathcal{R}(-\delta_\theta) i_{fg0}$ . En négligeant l'effet des saturations magnétiques, le couple produit est proportionnel à  $i_f^2 \cos(2\delta_\theta)$ . Pour une erreur  $\delta_\theta$  de 0,2 rad (électrique), plus de 7% du couple est perdu. Pour une machine à deux paires de pôles, cette erreur correspond à moins de 6 degrés mécaniques. ■

*Remarque 3.1.1.* Plus le nombre de paire de pôles de la machine est grand, plus l'alignement du capteur de position est critique. En effet, plus le nombre de paires de pôles est grand, plus l'erreur d'angle électrique engendrée par une erreur d'angle mécanique donnée est grande. ┘

En remarquant que la relation de répartition de courant optimale (au sens du minimum de pertes Joule) (2.51) peut se réécrire, en l'absence de saturation magnétique, comme :

$$0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & * \end{bmatrix} i_{dq0}^{MTPA}. \tag{3.6}$$

Nous en déduisons la relation MTPA dans le repère (f,g,0) :

$$\begin{aligned}
 0 &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & * \end{bmatrix} \mathcal{R}(-\delta_\theta) i_{fg0}^{MTPA}, \\
 0 &= \cos(\delta_\theta) i_f^{MTPA} - \sin(\delta_\theta) i_g^{MTPA} + \sin(\delta_\theta) i_f^{MTPA} + \cos(\delta_\theta) i_g^{MTPA}, \\
 i_f^{MTPA} (\cos(\delta_\theta) + \sin(\delta_\theta)) &= i_g^{MTPA} (\sin(\delta_\theta) - \cos(\delta_\theta)).
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Ainsi, même en l'absence de saturation magnétique, la répartition optimale de courant change. Finalement, lorsque la mesure de position est erronée (d'une erreur constante dans notre étude), la répartition de courant impliquant un fonctionnement MTPA est modifiée.

*Remarque 3.1.2.* Les équations (3.7) ont été développées pour un couple positif et deux courants positifs. Les calculs sont similaires pour un couple négatif ou des courants négatifs. La conclusion reste vraie dans tous les cas. ┘

### Surévaluation de l'effet de saturation croisée

Le biais du capteur de position mène à une surévaluation de l'effet de la saturation croisée (cf. section 2.5). Dans le cas d'un rotor parfaitement aligné, le courant  $i_q$  (respectivement  $i_d$ ) a

un effet sur le flux  $\lambda_d$  (respectivement  $\lambda_q$ ) uniquement à travers le phénomène de saturation croisée. Lorsque l'alignement du rotor n'est pas parfait, le courant  $i_g$  (respectivement  $i_f$ ) a un effet sur le flux  $\lambda_f$  (respectivement  $\lambda_g$ ) non seulement à travers la saturation croisée mais aussi via l'inductance mutuelle.

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d(i_d, i_q)i_d + \cancel{M_{dq}i_q} + M_{d0}i_0 = L_d(i_d, i_q)i_d, \\ \lambda_q = L_q(i_d, i_q)i_q + \cancel{M_{dq}i_d} + M_{q0}i_0 = L_q(i_d, i_q)i_q. \end{cases} \quad (3.8a)$$

$$\begin{cases} \lambda_f = L_f(i_f, i_g)i_f + M_{fg}(i_f, i_g)i_g + M_{f0}i_0 = L_f(i_f, i_g)i_f + M_{fg}(i_f, i_g)i_g, \\ \lambda_g = L_g(i_f, i_g)i_g + M_{fg}(i_f, i_g)i_f + M_{g0}i_0 = L_g(i_f, i_g)i_g + M_{fg}(i_f, i_g)i_f. \end{cases} \quad (3.8b)$$

L'effet du courant croisé est remarquablement plus significatif lorsque l'alignement de la machine n'est pas correct. Effectivement, non seulement la saturation croisée agit dans l'équation (3.8b) mais des couplages mutuels sont aussi présents, contrairement à ce qui est visible dans l'équation (3.8a).

Pour illustrer ce point, supposons des courants  $i_f$  et  $i_g$  non nuls. En faisant varier le courant  $i_g$  (mesuré comme étant  $i_q$ ), nous pouvons constater son effet sur le flux  $\lambda_f$  (mesuré comme étant  $\lambda_d$ ). Or, l'équation (3.8a) nous montre que le courant  $i_q$  n'a une influence sur le flux  $\lambda_d$  qu'à travers le phénomène de saturation croisée. Ce dernier se traduit par la dépendance de l'inductance  $L_d$  au courant  $i_q$ . Ainsi, l'effet du courant  $i_g$  sera imputé uniquement à la saturation croisée et non pas au couplage magnétique visible dans l'équation (3.8b). L'effet de la saturation croisée est alors surévalué.

Lorsque le flux magnétique de la machine est calculé ou mesuré dans le repère de Park, il apparaît nécessaire d'avoir une erreur de mesure de position aussi faible que possible. De la même manière, lorsque les saturations croisées sont évaluées, il faut une erreur d'alignement la plus faible possible. Cela requiert d'avoir une méthode fiable d'alignement du capteur de position. Cette problématique est traitée dans la suite de ce chapitre.

## 3.2 Alignement d'une MSR<sub>V</sub> par la méthode de l'échelon de tension

### 3.2.1 Description de la méthode de l'échelon de tension

Une méthode simple à mettre en œuvre consiste à appliquer un échelon de tension entre la phase *A* et les phases *B* et *C* reliées entre elles. La facilité de la mise en place réside dans l'absence de système d'entraînement annexe. Ainsi, seule la MSR<sub>V</sub> et une source de tension sont nécessaires pour appliquer cette méthode. La source de tension peut être constituée par le convertisseur alimentant la MSR<sub>V</sub>, dans ce cas, aucun équipement supplémentaire n'est nécessaire. Le branchement à réaliser est schématisé sur la figure 3.2.

*Remarque 3.2.1.* Pour une machine à neutre disponible, l'échelon de tension peut être imposé entre la phase *A* et le point neutre. ┘

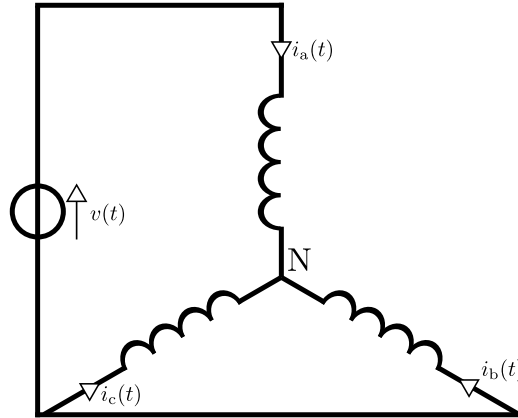


FIGURE 3.2 – Représentation schématique du branchement de la machine pour la méthode de l'échelon

Lorsque l'échelon de tension est appliqué, des courants résultants circulent à travers les enroulements de la machine. Il en découle la génération d'un couple électromagnétique. Ce couple a tendance à placer le rotor à une position d'équilibre pour laquelle le maximum de fer (la direction  $d$ ) est face à la bobine de la phase  $A$ .

*Remarque 3.2.2.* Cette méthode de l'échelon rappelle la méthode utilisée pour mesurer la matrice d'inductance (cf. 2.1.2). La principale différence réside dans le blocage ou non du rotor de la machine. Si, comme ici, il est laissé libre, l'inductance varie pendant l'échelon et donc la mesure d'inductance n'a pas de sens.  $\lrcorner$

### Explication du comportement par une interprétation mécanique (couple)

Nous détaillons ici les explications du comportement de la machine. Le raisonnement est développé en négligeant les frottements mécaniques. Ces derniers sont discutés lors de l'analyse des résultats. Le régime permanent est aussi considéré, la tension et le courant dans les enroulements sont alors constants et reliés uniquement par la résistance de ces derniers.

Une première analyse est effectuée en étudiant le couple produit en régime permanent. L'expression du couple a été donnée dans le chapitre précédent.

$$\Gamma_{\text{em}} = \frac{1}{2} i_{\text{abc}}^T \frac{\partial L_{\text{abc}}(\theta)}{\partial \theta} i_{\text{abc}}. \quad (3.9)$$

En remarquant qu'en régime permanent nous avons  $I_b = I_c = -\frac{I_a}{2}$ , et en passant les simplifications trigonométriques, nous obtenons le couple en régime permanent :

$$\Gamma_{\text{EM}} = -\frac{3}{2} n_{\text{pp}} I_a (L_2 + 2M_2) \sin(2n_{\text{pp}}\theta) = -\frac{9}{2} n_{\text{pp}} I_a L'_2 \sin(2n_{\text{pp}}\theta). \quad (3.10)$$

L'évolution de la position de la machine est régie par le principe fondamental de la dynamique. Nous rappelons que nous négligeons les frottements. Ainsi, seul le couple réductant précédemment exprimé agit sur le rotor de la machine. L'inertie totale du système est notée  $J$ .

$$J\ddot{\theta} = \Gamma_{\text{em}}. \quad (3.11)$$

En régime permanent, l'accélération et la vitesse sont nulles. Il s'agit donc de trouver les racines de l'équation (3.10) dont le seul terme pouvant s'annuler est fonction de la position  $\theta$ . Les positions d'équilibre  $\theta^e$  sont alors définies par l'équation suivante :

$$0 = -\sin(2n_{pp}\theta^e). \quad (3.12)$$

Nous obtenons  $\theta^e = 0 \ [\pi/(2n_{pp})]$  où la notation entre crochet désigne le modulo arithmétique. Sur un tour mécanique, il y a donc  $4n_{pp}$  positions finales possibles. Nous pouvons alors distinguer les positions d'équilibre stables et instables en étudiant les variations du couple autour des positions d'équilibre. Si lors d'un léger déplacement, le couple produit tend à éloigner le rotor de sa position initiale, alors l'équilibre est instable. Au contraire, si lors d'un léger déplacement, le couple tend à ramener le rotor à sa position initiale, alors l'équilibre est stable. Mathématiquement, cela revient à étudier le signe de la dérivée du couple  $\Gamma_{EM}$  par rapport à la position  $\theta$  autour des positions d'équilibre  $\theta^e$ . Si cette dernière est positive, alors la position d'équilibre considérée est instable. Si elle est négative, alors la position d'équilibre considérée est stable. Nous écrivons la dérivée du couple en régime permanent en fonction de la position :

$$\frac{\partial \Gamma_{EM}}{\partial \theta} = -3n_{pp}^2 I_a^2 (L_2 + 2M_2) \cos(2n_{pp}\theta) = -9n_{pp}^2 I_a^2 \cos(2n_{pp}\theta). \quad (3.13)$$

Nous distinguons alors  $2n_{pp}$  équilibres stables et  $2n_{pp}$  équilibres instables par tour mécanique :  $\pi/(2n_{pp})[\pi/n_{pp}]$ . La figure 3.3 représente le couple permanent  $\Gamma_{EM}$  en fonction de la position  $\theta$  pour un courant permanent  $I_{abc} = [I_a \ -I_a/2 \ -I_a/2]^T$  avec  $I_a = 2,32$  A. Les positions d'équilibre stables sont mises en évidence en pointillés gris, les positions d'équilibre instables sont représentées par des pointillés jaunes. Les grandeurs calculées pour le modèle à quatre et à deux paramètres sont superposées et tracées en trait plein pour les premières et en ligne pointillée pour les secondes.

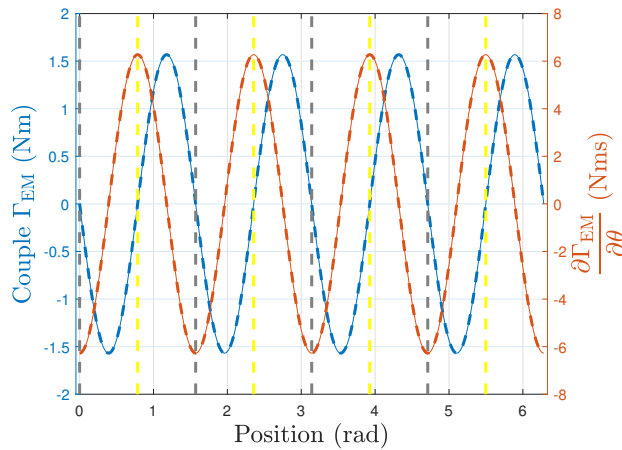


FIGURE 3.3 – Représentation du couple et de sa dérivée en régime permanent

### Explications du comportement par une interprétation énergétique

Une analyse analogue est déduite d'une étude énergétique. L'échelon de tension et les courants injectés fournissent de l'énergie à la machine. Une partie de cette énergie est convertie

en énergie mécanique en déplaçant le rotor, une autre partie est échangée sous forme d'énergie magnétique dans la machine. Le reste est perdu sous forme d'échauffement par pertes Joule. Le niveau d'énergie magnétique stockée dans la machine varie donc au cours de cette expérience. Les positions d'équilibre correspondent aux positions pour lesquelles l'énergie magnétique est constante. Nous pouvons alors distinguer les équilibres stables (correspondant à des positions d'énergie minimale) des équilibres instables (pour lesquels l'énergie est maximale).

Une attention particulière doit être portée à la distinction entre l'énergie et la co-énergie magnétique. Dans le cas d'une inductance constante, c'est-à-dire non saturée et indépendante de la position, cette distinction a peu d'intérêt. Cependant, pour une inductance (même sans saturation) dépendante de la position, il est impératif de faire cette distinction. Plus de détails sur ces grandeurs ont été donnés à la section 2.3. Nous en retiendrons que la distinction entre énergie et co-énergie magnétique invalide le raisonnement concluant que l'énergie magnétique est maximale lorsque l'inductance est maximale.

Les équilibres stables et instables se distinguent en étudiant le signe de la dérivée seconde de l'énergie magnétique par rapport à la position évaluée aux équilibres. Si la dérivée seconde est positive, alors la position correspond à un équilibre stable. Si elle est négative, alors la position d'équilibre est instable.

*Remarque 3.2.3.* La relation liant le couple à la variation d'énergie magnétique a été donnée dans la section 2.3. Nous remarquons alors l'équivalence entre les deux interprétations proposées. ─

Les courants étant des variables plus faciles à maîtriser expérimentalement (par rapport aux flux), les raisonnements sont souvent développés en utilisant la co-énergie. Nous rappelons que les dérivées des énergies et co-énergies magnétiques ne se distinguent que par leurs signes. En d'autres termes, lorsqu'uniquement la position  $\theta$  varie, l'énergie magnétique (calculée à flux constants) est maximale lorsque la co-énergie magnétique (calculée à courants constants) est minimale et vice-versa. Les positions d'équilibre stables, respectivement instables, correspondent donc aux positions pour lesquelles la co-énergie magnétique est maximale, respectivement minimale.

La figure 3.4 représente la co-énergie magnétique et ses deux premières dérivées par rapport à la position électrique pour la MSR<sub>V</sub> du laboratoire. Les positions d'équilibre stables sont mises en évidence par des pointillés verticaux gris. De la même manière, les positions d'équilibre instables sont représentées en jaune. Comme précédemment, nous avons représenté en traits pleins les grandeurs calculées avec le modèle à quatre paramètres et en traits pointillés celles calculées avec le modèle à deux paramètres. Nous retrouvons bien les mêmes positions d'équilibre stables et instables que dans le paragraphe précédent.

### Bilan des positions d'équilibre

La figure 3.5 représente schématiquement la MSR<sub>V</sub> lorsque le rotor est à un point d'équilibre stable et instable. Nous notons que les positions d'équilibre stables correspondent à l'alignement de la direction  $d$  avec la phase  $A$  de la machine. Au contraire, les positions d'équilibre instables correspondent à l'alignement de la direction  $q$  du rotor avec la phase  $A$  du stator.

L'information du biais du capteur de position est obtenue en comparant la mesure de position des points d'équilibres aux positions d'équilibres théoriques.

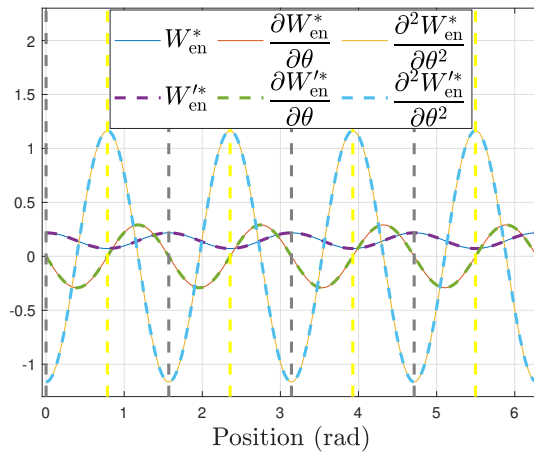


FIGURE 3.4 – Représentation de la co-énergie magnétique et de ses deux premières dérivées par rapport à la position mécanique

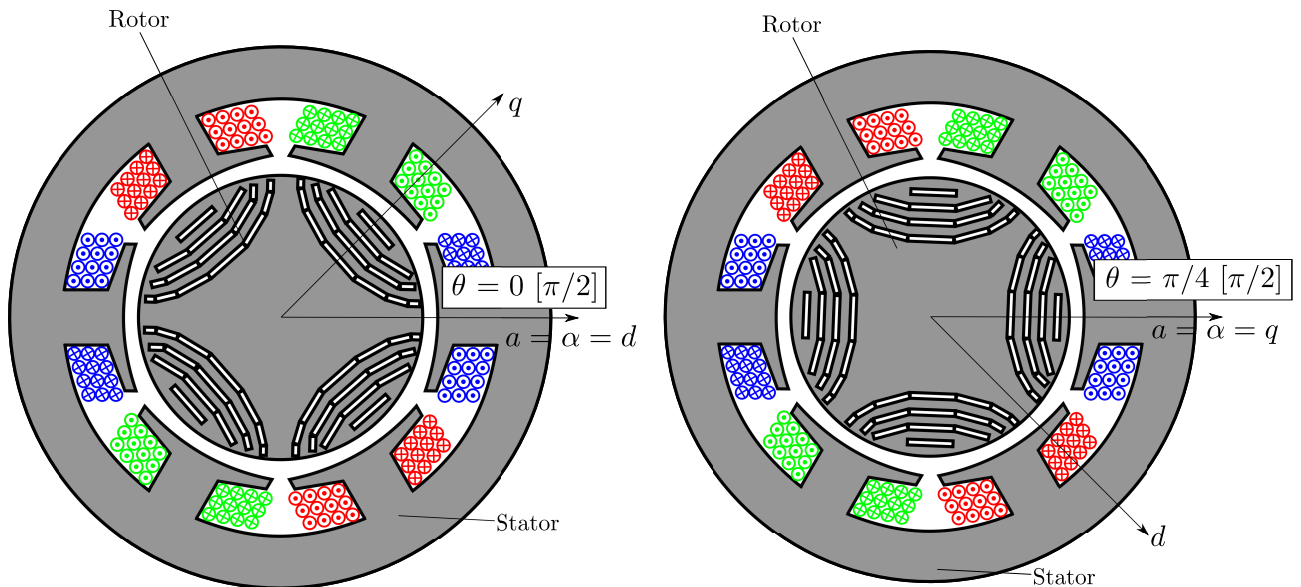


FIGURE 3.5 – Représentation schématique des positions d'équilibre stables (gauche) et instables (droite) de la MSR<sub>V</sub> soumise à un échelon de tension sur la phase A

### 3.2.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode de l'échelon

Nous avons appliqué expérimentalement la procédure d'alignement par la méthode de l'échelon à la MSRV du laboratoire. Nous l'avons appliquée pour différentes positions initiales du rotor. Nous détaillons la procédure expérimentale.

Dans une première phase, la MSAP est utilisée pour placer le rotor de la MSRV à la position initiale choisie. Ensuite, tous les transistors du convertisseur de la MSAP sont maintenus bloqués de sorte que ce dernier soit équivalent à un pont de diodes. Ceci permet d'éviter qu'un courant puisse circuler dans les bobinages de la MSAP et, par ce biais, générer un couple. En effet, une MSAP connectée à un bus DC (environ 200 V) par l'intermédiaire d'un pont de diodes n'est parcourue par aucun courant si sa vitesse de rotation est suffisamment faible. Finalement, un échelon de tension de 10 V est appliqué entre la phase A et les phases B et C reliées entre elles. Une fois le régime permanent atteint, la position finale est enregistrée. Le rotor de la MSRV est placé à la position initiale suivante en bouclant avec la première phase décrite.

*Remarque 3.2.4.* Idéalement, il faudrait déconnecter mécaniquement les deux machines de sorte à limiter les frottements mécaniques. Ceci est expérimentalement chronophage et difficilement automatisable. C'est pourquoi nous nous sommes contentés d'annuler le couple de la MSAP avec la méthode décrite. ┘

La figure 3.6 illustre une itération de la procédure. À 0,4 s, un échelon de tension est appliqué à la machine. Des courants circulent alors dans les enroulements de la machine. Un couple est produit et le rotor se déplace de sa position initiale vers une position finale. La position finale du rotor correspond à un des équilibres décrit dans le paragraphe précédent.

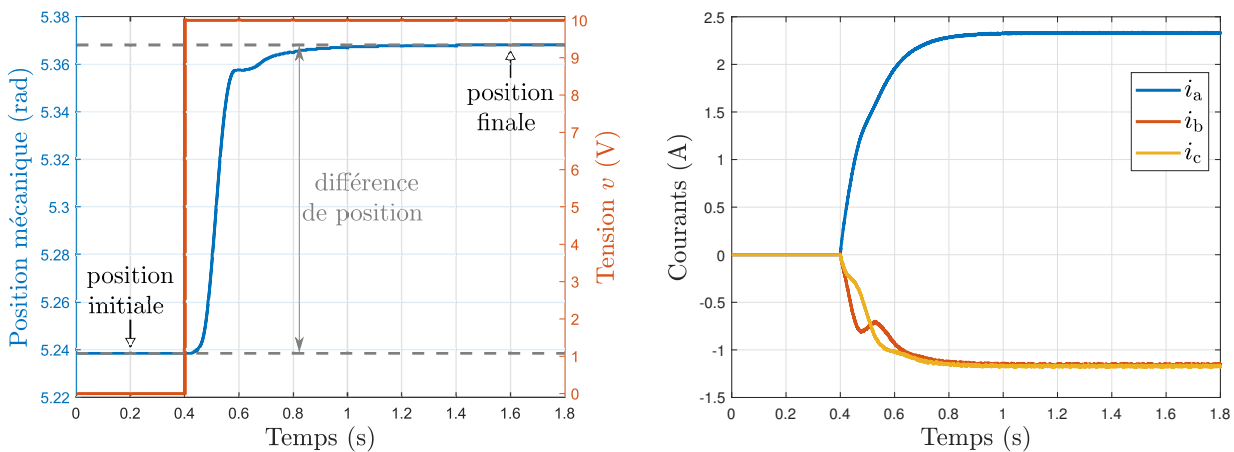


FIGURE 3.6 – Chronogramme d'une itération de la méthode d'alignement par échelon

Les résultats sont représentés sur la figure 3.7, les droites tracées en noir représentent l'ensemble des points pour lesquels la position finale est égale à la position initiale. Autrement dit, si un point de mesure se situe sur cette droite, alors le rotor n'a pas bougé durant l'essai correspondant. Les points d'équilibre se situent sur cette droite.

Nous remarquons que les  $4n_{pp}$  positions d'équilibre ont été atteintes. Les équilibres stables sont mis en évidence en couleur grise, les instables sont en couleur jaune.



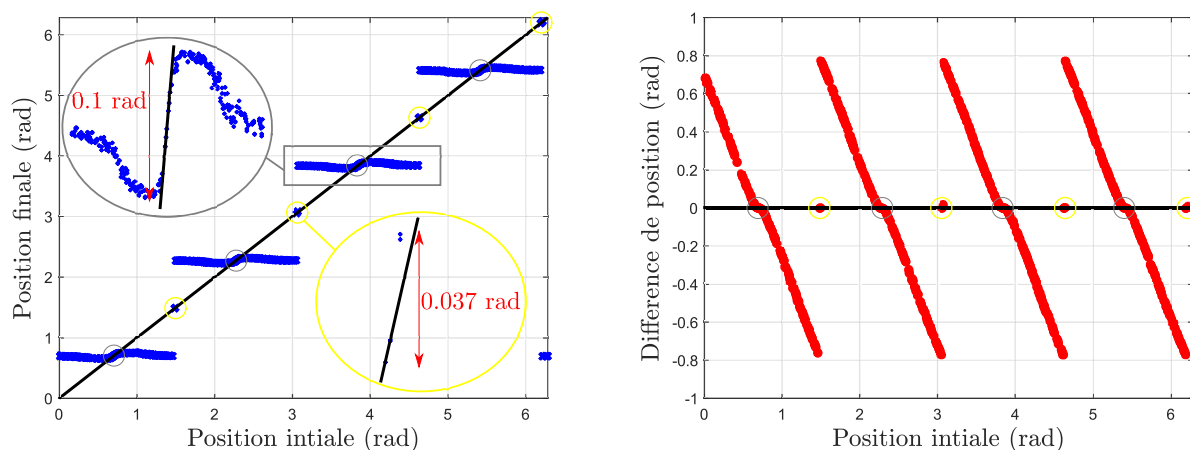


FIGURE 3.7 – Résultats des procédures d’alignement avec la méthode de l’échelon de tension.

### 3.2.3 Discussion des résultats

En raison des frottements mécaniques, et plus précisément des frottements secs statiques, les positions finales sont réparties avec une dispersion autour des positions d’équilibre. L’influence des frottements secs est notamment visible sur le zoom autour de la position d’équilibre instable. Les points hors de la droite  $y = x$  auraient dû basculer vers un équilibre stable s’il n’y avait pas de frottements secs. Le rotor n’a pas basculé car le couple généré était trop faible pour vaincre les frottements secs.

Nous constatons que la sensibilité est plus faible (d’un facteur trois environ) autour des positions instables par rapport aux position stables. En effet, dès lors que le rotor n’est pas quasiment en position d’équilibre instable, il bascule sur une position d’équilibre stable. Il semblerait plus pertinent de déduire le biais du capteur de position à partir des positions d’équilibre instables. D’un point de vue utilitaire, ceci est peu envisageable car généralement un nombre réduit d’essais est souhaité. Dans ce cas, il y a peu de chance de tomber sur un équilibre instable. Ce dernier serait d’ailleurs difficilement identifiable comme tel et pourrait être interprété comme une mesure aberrante. Certains auteurs proposent d’appliquer un échelon sur la phase  $A$  puis  $B$  puis  $A$  à nouveau. Cet enchainement devrait permettre de réduire les risques d’alignement sur une position instable.

Nous observons également que les pires cas, c’est-à-dire lorsque la position finale est la plus éloignée de la position d’équilibre, correspondent à des situations pour lesquelles le rotor était quasiment dans une position d’équilibre. Cela est particulièrement remarquable sur l’agrandissement supérieur de la figure 3.7. Ceci s’explique par deux facteurs : premièrement, lorsque le rotor est proche d’une position d’équilibre, le couple appliqué est très faible (quasiment nul). Ce premier facteur est encore plus marqué pour une MSRV en comparaison à une MSAP. En effet, lorsque le rotor est proche d’une position d’équilibre stable, l’axe  $d$  du rotor est quasiment aligné avec la phase  $A$ . De fait, le courant  $i_q$  est quasiment nul, il ne permet pas de saturer les ponts magnétiques du rotor. Alors la capacité de la MSRV à générer du couple est réduite. Deuxièmement, la présence de frottements secs nécessite que le couple généré par la MSRV dépasse un seuil pour que le rotor soit mis en mouvement. Il en résulte que, pour nos essais, les positions de départ menant à des positions finales les plus proches de la position

d'équilibre correspondent à celles les plus éloignées de cette dernière. Ce dernier constat n'est pas à généraliser. Effectivement, si l'échelon de tension est plus important, nous pouvons imaginer qu'avec l'inertie du rotor, ce dernier puisse dépasser la position d'équilibre stable puis se bloquer à cause des frottements secs.

Le choix de l'amplitude de l'échelon de tension à appliquer est sujet à discussion et mériterait une étude plus approfondie. Ce paramètre est directement lié aux courants circulant dans la machine. Il a une influence significative sur les résultats. Nous proposons ici quelques pistes d'études. De manière générale, il semble souhaitable d'avoir un courant le plus important possible. Cependant, la machine n'étant pas en fonctionnement nominal, certaines précautions doivent être prises. En particulier, elle est globalement statique. L'évacuation de la chaleur est donc largement réduite par rapport au fonctionnement nominal. Dans de telles conditions, une attention particulière doit être prêtée au comportement thermique de la machine.

Finalement, le biais du capteur de position déterminé avec cette première méthode est de  $0,7025[\pi/4] \pm 0,0965$  rad en utilisant les positions d'équilibre stables. En utilisant les positions d'équilibre instables, nous obtenons  $0,7088[\pi/4] \pm 0,0289$  rad. Ces valeurs correspondent aux moyennes des mesures effectuées sur chaque position d'équilibre ramenée entre 0 et  $\pi/4$  rad. De manière similaire, les incertitudes correspondent aux moyennes des dispersions autour des positions d'équilibre. Le biais du capteur de position peut être compensé de manière logicielle en retranchant la valeur du biais à la mesure renvoyée par le capteur.

## 3.3 Alignement d'une MSR<sub>V</sub> par la méthode de la recherche du couple nul

### 3.3.1 Description de la méthode d'alignement par la méthode du couple nul

Cette méthode repose sur la recherche des directions de magnétisation produisant un couple nul. Une image du couple est classiquement obtenue en mesurant les variations de vitesse. Afin de se défaire des problématiques de frottements secs statiques, les essais sont souvent effectués à une vitesse non nulle. Cela nécessite alors un système extérieur pour entraîner la machine et réguler sa vitesse à une valeur choisie. Cette régulation est perturbée par les échelons de couple imposés par la MSR<sub>V</sub>. La machine étant en rotation à vitesse presque constante durant la procédure, les grandeurs électriques varient sinusoidalement. Il est alors pertinent d'utiliser le repère (f,g,0). Nous rappelons qu'il est similaire au repère de Park à une erreur de position constante près.

Pour cette procédure, nous choisissons d'imposer des échelons de courant d'amplitude  $I > 0$  sur l'axe  $i_f$  en gardant le courant  $i_g$  nul. Avec cette considération, le couple produit en régime permanent se réécrit en utilisant (3.5) :

$$\Gamma_{em} = n_{pp} I^2 \sin(\delta_\theta) \cos(\delta_\theta) (L_q - L_d) \quad (3.14)$$

Nous rappelons qu'indépendamment du niveau et de la répartition de courant, les inductances respectent  $L_d > L_q$ . Alors, pour un niveau de courant strictement positif, un couple nul implique une erreur de mesure  $\delta_\theta = 0 [\pi/2]$ . Il y a alors quatre solutions possibles dans le repère électrique, c'est-à-dire  $4n_{pp}$  solutions dans le repère mécanique. Celles-ci correspondent aux cas suivants :

- $I = i_f = i_d$ , le repère (f,g,0) est aligné sur le repère (d,q,0) : le capteur de position est correctement aligné,
- $I = i_f = -i_d$ , le repère (f,g,0) est aligné sur l'opposé du repère (d,q,0) : le capteur de position est décalé d'un demi tour électrique,
- $I = i_f = i_q$ , le repère (f,g,0) est décalé de  $\pi/2$  rad par rapport au repère (d,q,0) : le capteur de position est décalé d'un quart de tour électrique,
- $I = i_f = -i_q$ , le repère (f,g,0) est décalé de  $3\pi/2$  rad par rapport au repère (d,q,0) : le capteur de position est décalé d'un quart de tour électrique dans le sens anti-trigonométrique.

### 3.3.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode du couple nul

La figure 3.8 représente schématiquement les opérations effectuées sur la mesure de position. À partir de la position (mécanique) réelle du rotor de la machine  $\theta_m$ , le capteur de position introduit une erreur  $\delta_\theta/n_{pp}$  en angle mécanique. La sortie du capteur de position est la position mécanique mesurée notée  $\theta_m^m$ . C'est cette grandeur qui entre dans l'algorithme de commande. Nous en retranchons une valeur "compens". Cette grandeur peut être modifiée à notre guise. Enfin, nous multiplions le signal obtenu par  $n_{pp}$  afin d'obtenir la position électrique  $\theta_e^p$  utilisée dans les transformées de Park. L'objectif est alors de faire correspondre  $\theta_e^p$  et  $\theta_e$  (pour rappel,  $\theta_e = n_{pp}\theta_m$ ) de sorte à faire correspondre  $i_{fg0}$  et  $i_{dq0}$ . Cela revient à avoir  $\text{compens} = \delta_\theta/n_{pp}$ .

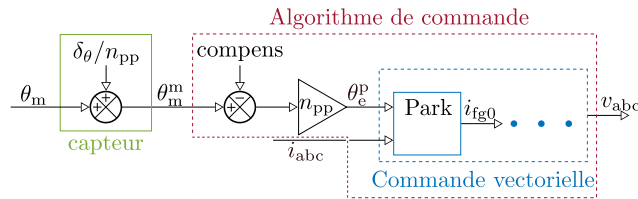


FIGURE 3.8 – Représentation des opérations effectuées sur la position mécanique

La mise en œuvre expérimentale consiste dans une première phase à entraîner la MSRV à une vitesse constante grâce à la MSAP, nous avons choisi une vitesse mécanique de 500 rpm. Une fois la vitesse souhaitée atteinte, la valeur de compensation du biais "compens" du capteur de position à tester est appliquée. Ensuite, deux échelons (un positif suivi d'un négatif) de  $i_f$  sont appliqués à la MSRV.

*Remarque 3.3.1.* Pour cette méthode, la MSRV doit pouvoir fonctionner en moteur et en générateur. La charge placée face à la MSRV doit permettre de tels fonctionnements. ─

Pour nos essais, nous avons choisi d'appliquer des échelons de 1 A. Ces échelons entraînent une variation de vitesse d'autant plus grande que le repère (f,g,0) est décalé par rapport au repère (d,q,0). Les valeurs maximales et minimales de la vitesse sont récupérées et enregistrées. Entre chaque échelon, une durée de repos (aucun courant dans la MSRV) est respectée de sorte que la vitesse de rotation retrouve sa valeur de consigne. Enfin, une nouvelle valeur de compensation du biais du capteur de position est choisie et le processus recommence en reprenant à la première phase décrite.

### 3.3. Alignement d'une MSRV par la méthode de la recherche du couple nul

Un exemple d'une itération du protocole décrit est représenté par la figure 3.9. Sur celle-ci, la vitesse de la MSRV a été représentée sur le graphique supérieur, les mesures de courants  $i_f$  et  $i_g$  sont tracées sur la partie inférieure.

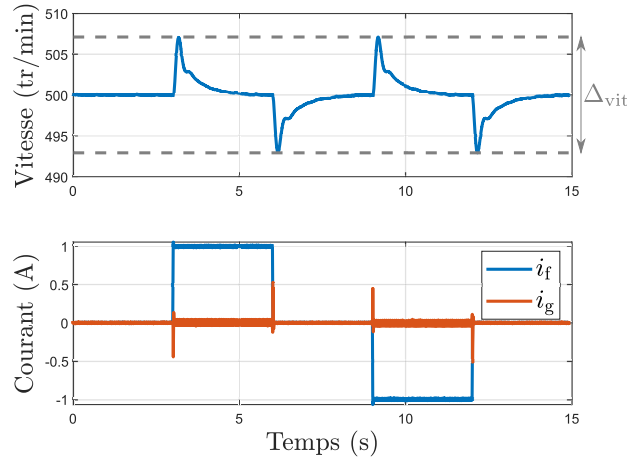


FIGURE 3.9 – Exemple de la méthode du couple nul pour  $\text{compens} = 4.0127 \text{ rad}$

La figure 3.10 rassemble les résultats obtenus avec la méthode décrite. Chaque point sur ce graphique correspond à une itération de la méthode du couple nul. L'axe horizontal correspond au décalage logiciel (compens) ajouté à la mesure de position lors de chaque procédure. La mesure de la variation de vitesse, correspondant à la différence entre le maximum et le minimum de vitesse durant la procédure, est tracée en fonction du décalage logiciel. Comme expliqué précédemment, lorsque le courant injecté correspond à  $\pm i_d$  ou  $\pm i_q$ , la variation de vitesse est minimale. Ainsi, nous identifions les décalages correspondant à des minima de variation de vitesse comme faisant correspondre l'axe  $f$  à l'axe  $\pm d$  ou  $\pm q$ . Ils ont été entourés sur la figure 3.10 respectivement en gris et en jaune.

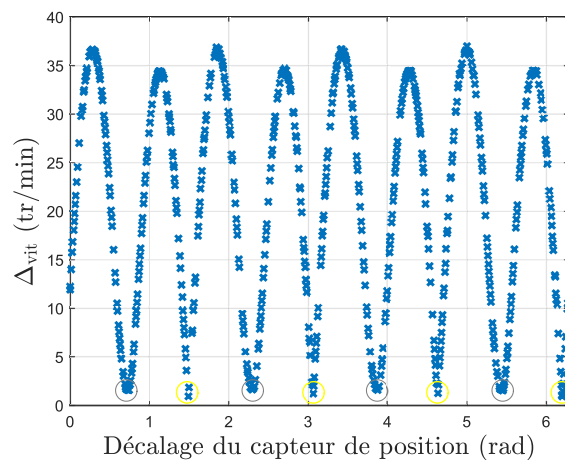


FIGURE 3.10 – Résultats de la méthode du couple nul

### 3.3.3 Discussion des résultats

Un premier résultat remarquable est la variation d'amplitude des maxima. Cela provient probablement du couplage entre les axes  $f$  et  $g$  qui n'est pas (et ne peut pas) être compensé. En effet, nous avons mis en évidence un couplage entre les deux axes  $f$  et  $g$  dans le chapitre précédent (cf. section 3.1). Ainsi, lors du régime transitoire, le courant  $i_g$  est perturbé par le courant  $i_f$ . Durant cette phase transitoire, le courant  $i_g$  n'est pas nul. Par conséquent, transitoirement, le couple généré est différent de celui attendu en régime permanent. Nos résultats étant basés sur la variation du couple en régime transitoire, ils sont pollués par le couplage électrique entre les axes  $f$  et  $g$ . Pour éviter cet effet, le couple (en régime permanent) pourrait soit être mesuré directement ou bien être estimé à travers l'amplitude du courant de la MSAP. Ce couplage pourrait aussi apporter une explication aux observations de rupture de pente au niveau des minima décrits dans le paragraphe suivant.

*Remarque 3.3.2.* Il est illusoire d'espérer réaliser un découplage par la commande via une compensation par anticipation (*feed-forward compensation* en anglais). En effet, l'erreur du capteur est inconnue et nous impose donc des inductances  $L_f$  et  $L_g$  inconnues.  $\perp$

Une seconde observation remarquable porte sur l'étude de la pente de la courbe au niveau des minima. La figure 3.11 met en évidence ces ruptures de pente. Nous proposons de distinguer l'axe  $d$  de l'axe  $q$  en étudiant la rupture de pente.

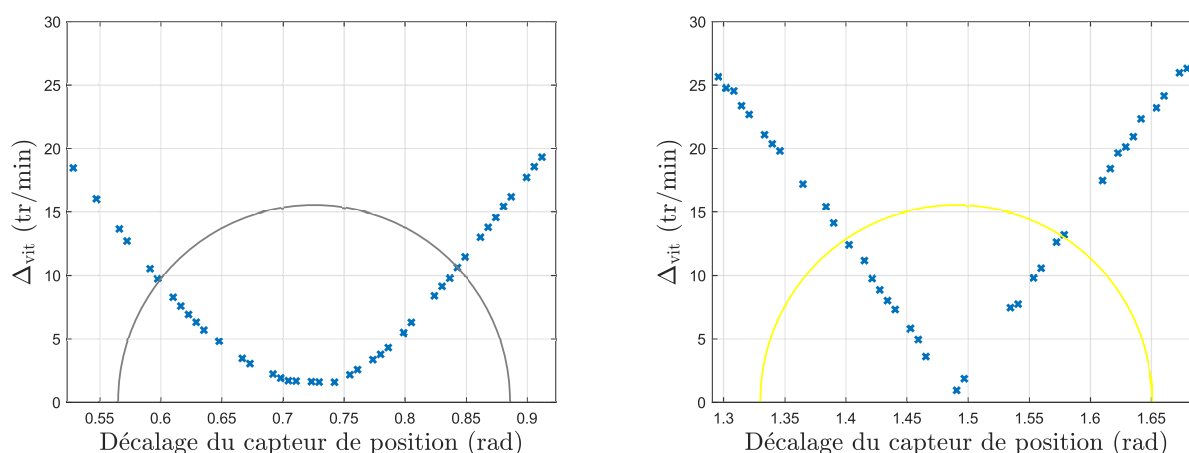


FIGURE 3.11 – Agrandissement sur deux minima avec des ruptures de pente différentes

Lorsqu'uniquement un courant  $i_d$  est injecté dans la MSRV (l'échelon  $i_f$  est très proche d'un échelon  $i_d$ ), les ponts magnétiques ne sont pas saturés (cf. section 2.5). Ainsi la différence  $L_d - L_q$  est relativement faible et un léger biais de capteur (similaire à un léger changement de répartition entre l'axe  $d$  et  $q$ ) ne fera que peu varier le couple. La rupture de pente est alors peu marquée. À l'inverse, lorsqu'uniquement un courant  $i_q$  (supérieur à 0.6A) est injecté dans la MSRV, les ponts magnétiques sont saturés et un léger biais de capteur résultera en une variation de couple notable. Ainsi, les ponts magnétiques sont saturés lorsque l'axe  $f$  est proche de l'axe  $q$ , la rupture de pente est alors importante. D'après les identifications d'inductances présentées dans la section 2.5, nous avons :  $L_d(i_d = 1 \text{ A}, i_q = 0 \text{ A}) - L_q(i_d = 1 \text{ A}, i_q = 0 \text{ A}) = 65,2 \text{ mH}$  et  $L_d(i_d = 0 \text{ A}, i_q = 1 \text{ A}) - L_q(i_d = 0 \text{ A}, i_q = 1 \text{ A}) = 332 \text{ mH}$ . Les minima correspondant à un alignement avec la direction  $d$  et  $q$  sont mis en valeur en gris et jaune respectivement.

La sensibilité est plus importante si on calcule le désalignement du capteur à partir des directions identifiées comme la direction  $q$ . À partir du constat précédent, nous calculons que le désalignement du capteur de position est de  $0,7060 [\pi/2]$  rad mécanique.

Nous signalons aussi que cette méthode est sensible à la régulation de vitesse de la MSAP. Dans nos essais expérimentaux, la MSAP est pilotée avec une commande vectorielle et un asservissement de vitesse classique réalisé avec un correcteur proportionnel intégral. Les paramètres de ce dernier ont été calculés par compensation pôles-zéros. La régulation de vitesse est alors particulièrement sensible aux perturbations extérieures. Les échelons de couple imposés par la MSRV font alors clairement varier la vitesse.

## 3.4 Proposition d'une méthode d'alignement adaptée pour la MSRV

Dans cette section, nous mettons en avant une méthode originale et plus adaptée aux MSRV. Elle a été proposée dans le cadre de travaux réalisés en collaboration avec Thomas PHAM lors de son projet de fin d'études. J'ai eu l'occasion de participer à la supervision de son travail. La méthode repose sur une estimation d'inductances dans le repère  $(f,g,0)$ .

### 3.4.1 Description de la méthode proposée

En supposant que nous disposons d'un observateur de flux et d'un estimateur d'inductance dans le repère  $(d,q,0)$ , nous avons à disposition les valeurs de flux observés  $\widehat{\lambda}_d$  et  $\widehat{\lambda}_q$  ainsi que des inductances estimées  $\widehat{L}_d, \widehat{L}_q$ . Ces grandeurs sont reliées par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}\widehat{\lambda}_d &= \widehat{L}_d i_d, \\ \widehat{\lambda}_q &= \widehat{L}_q i_q.\end{aligned}\tag{3.15}$$

Ceci est vrai dans le cas d'une erreur de mesure de position nulle. Toutefois, si elle est non nulle, les flux observés et inductances estimées sont à exprimer dans le repère  $(f,g,0)$ . Les équations précédentes se réécrivent alors :

$$\begin{aligned}\widehat{\lambda}_f &= \widehat{L}_d i_f, \\ \widehat{\lambda}_g &= \widehat{L}_g i_g.\end{aligned}\tag{3.16}$$

Or, dans le repère  $(f,g,0)$ , les inductances mutuelles entre les axes  $f$  et  $g$  sont égales mais généralement non nulles (cf. section 3.1). Les équations reliant les flux aux inductances sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\lambda_f &= L_f i_f + M_{fg} i_g, \\ \lambda_g &= L_g i_g + M_{fg} i_f,\end{aligned}\tag{3.17}$$

En utilisant la même notation que dans le chapitre précédent pour l'angle de répartition  $\varphi$ , nous remarquons que  $i_g/i_f = \tan \varphi$ . Les équations précédentes peuvent alors se réécrire :

$$\begin{aligned}\lambda_f &= (L_f + M_{fg} \tan(\varphi)) i_f, \\ \lambda_g &= \left( L_g + M_{fg} \frac{1}{\tan(\varphi)} \right) i_g.\end{aligned}\tag{3.18}$$

En confrontant les équations (3.16) et (3.18), nous obtenons l'expression des inductances estimées :

$$\begin{aligned}\widehat{L}_f &= L_f + M_{fg} \tan(\varphi), \\ \widehat{L}_g &= L_g + M_{fg} \frac{1}{\tan(\varphi)}.\end{aligned}\tag{3.19}$$

En remarquant que les inductances du repère (f,g,0) peuvent s'exprimer à partir des paramètres des inductances en (a,b,c) :

$$\begin{aligned}L_f &= L_0 - M_0 + \cos(2\delta_\theta) \left( \frac{L_2}{2} + M_2 \right), \\ L_g &= L_0 - M_0 - \cos(2\delta_\theta) \left( \frac{L_2}{2} + M_2 \right), \\ M_{fg} &= -\sin(2\delta_\theta) \left( \frac{L_2}{2} + M_2 \right).\end{aligned}\tag{3.20}$$

Nous pouvons écrire les égalités suivantes :

$$\begin{aligned}\widehat{L}_f &= L_0 - M_0 + \left( \frac{L_2}{2} - M_2 \right) \frac{\cos(2\delta_\theta + \varphi)}{\cos(\varphi)}, \\ \widehat{L}_g &= L_0 - M_0 - \left( \frac{L_2}{2} - M_2 \right) \frac{\sin(2\delta_\theta + \varphi)}{\sin(\varphi)}.\end{aligned}\tag{3.21}$$

Lorsque l'angle de répartition est connu, nous constatons que la condition  $\widehat{L}_f = \widehat{L}_g$  contient une information sur l'erreur de mesure. En effet, cela s'écrit :

$$\begin{aligned}L_0 - M_0 + \left( \frac{L_2}{2} - M_2 \right) \frac{\cos(2\delta_\theta + \varphi)}{\cos(\varphi)} &= L_0 - M_0 - \left( \frac{L_2}{2} - M_2 \right) \frac{\sin(2\delta_\theta + \varphi)}{\sin(\varphi)}, \\ \Rightarrow \frac{\cos(2\delta_\theta + \varphi)}{\cos(\varphi)} &= -\frac{\sin(2\delta_\theta + \varphi)}{\sin(\varphi)}, \\ \Rightarrow \delta_\theta &= -\varphi \left[ \frac{\pi}{2} \right].\end{aligned}\tag{3.22}$$

Ainsi, la recherche de l'égalité des inductances estimées à travers la modification de l'alignement du capteur permet de connaître le paramètre  $\delta_\theta$ . Comme précédemment, une fois ce paramètre connu, il peut être compensé de sorte à faire correspondre les axes  $f$  et  $d$  ainsi que  $g$  et  $q$ .

### 3.4.2 Réalisation expérimentale de l'alignement par la méthode proposée

Nous proposons d'utiliser ici un observateur de flux et un estimateur d'inductance trouvés dans la littérature, il sont présentés dans [Jeo09]. L'observateur proposé dans cette référence est

initialement développé pour les MSAP présentant une saillance. Il a été adapté au cas d'une MSRV. Nous l'avons utilisé comme un outil permettant d'estimer les inductances de la MSRV en fonctionnement.

Un algorithme basé sur cette méthode a été implémenté expérimentalement. L'idée est de rechercher la valeur du biais du capteur de position vérifiant l'égalité  $\widehat{L}_f = \widehat{L}_g$ . Une méthode de recherche par dichotomie est utilisée de sorte à accélérer la procédure. L'angle de répartition est connu et généralement choisi égal à  $\varphi = \pi/4$ . Plus de détails sont disponibles dans le rapport de PFE de Thomas PHAM [Pha21].

À partir du schéma représenté sur la figure 3.8 et de l'égalité donnée par (3.22), nous écrivons :

$$\begin{aligned}
 (\theta_m + \delta_\theta/n_{pp} - \text{biais}) n_{pp} &= \theta_e^p = \theta_e - \pi/4, \\
 \theta_e + \delta_\theta - \text{biais} n_{pp} &= \theta_e - \pi/4, \\
 \delta_\theta &= \text{biais} n_{pp} - \pi/4, \\
 \delta_\theta/n_{pp} &= \text{biais} - \frac{\pi}{4n_{pp}}.
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Nous introduisons alors l'estimation du biais du capteur de position (en angle mécanique) :  $\widehat{\delta}_\theta/n_{pp} = \text{biais} - \frac{\pi}{4n_{pp}}$ .

La méthode proposée a été réalisée expérimentalement sur le banc de test du laboratoire. Comme précédemment, une première phase consiste à entraîner la MSRV à vitesse constante grâce à la MSAP. Ensuite, les choix du biais initial du capteur de position et d'amplitude de courant sont réalisés. La procédure de recherche du point  $\widehat{L}_f = \widehat{L}_g$  est exécutée. Une fois que l'algorithme a convergé, l'angle initial est modifié et la procédure est répétée.

Une itération de la procédure décrite est représentée sur la figure 3.12. En partant d'une estimation initiale du biais du capteur de position, l'algorithme estime les inductances  $\widehat{L}_f$  et  $\widehat{L}_g$ . Si la différence entre les deux valeurs obtenues est supérieure à un seuil, le biais du capteur est modifié puis les inductances sont à nouveau estimées. La procédure continue jusqu'à ce que la différence entre  $\widehat{L}_f$  et  $\widehat{L}_g$  soit inférieure au seuil fixé. Alors l'estimation de l'erreur de capteur  $\widehat{\delta}_\theta/n_{pp}$  a convergée vers sa valeur finale.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.13. L'algorithme converge vers quatre valeurs finales.

### 3.4.3 Discussion des résultats

Nous observons que la dispersion des résultats est faible en comparaison à celle des deux méthodes précédentes. L'algorithme implémenté recherche uniquement les alignements sur l'axe  $d$ . Ceci explique sa convergence vers quatre valeurs uniquement. L'estimation du biais du capteur de position est de 0,7069 rad mécanique.



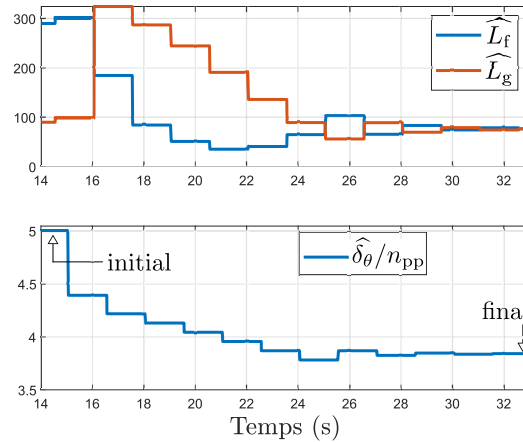


FIGURE 3.12 – Chronogramme d’une itération de la méthode d’alignement. Evolution des estimations d’inductances (mH) en haut. Évolution de l’estimation du biais de capteur de position (rad) en bas

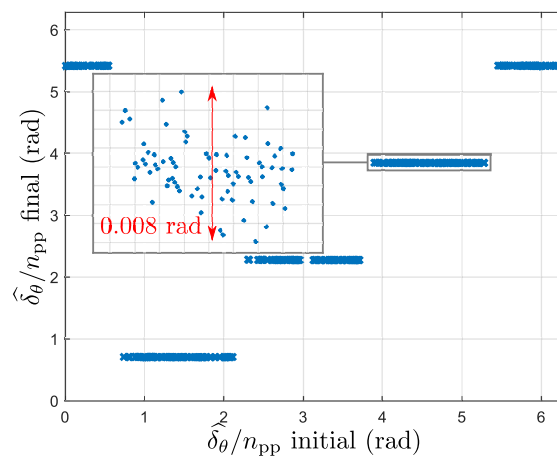


FIGURE 3.13 – Résultats de la méthode proposée

## 3.5 Récapitulatif des résultats et perspectives

Les trois méthodes précédemment décrites ont été mises en œuvre expérimentalement sur le banc de test du laboratoire. Nous présentons ici une synthèse des résultats que nous avons obtenus. Ces derniers ont été analysés et discutés. Les perspectives et améliorations que nous avons identifiées sont synthétisées dans cette section.

### 3.5.1 Récapitulatif des résultats

Les résultats expérimentaux obtenus sont résumés dans le tableau suivant. La distinction est faite entre l'alignement de l'axe  $d$  et  $q$ . Pour la méthode de l'échelon de tension, cela correspond respectivement à des positions d'équilibre stables et instables. Dans le cas de la méthode du couple nul, ils correspondent à un alignement de l'axe  $f$  avec les directions  $d$  et  $q$  respectivement. Pour ce qui est de la dernière méthode, la conception de l'algorithme le restreint à converger uniquement vers un alignement de l'axe  $\pm d$ .

Une évaluation de la dispersion est également calculée comme la somme quadratique des écarts à la moyenne divisée par le nombre de points. Elle rend compte du fait que les décalages calculés sont régulièrement espacés de  $\pi/4$ . Nous remarquons ici la très faible dispersion de la dernière méthode proposée.

Méthode	positions d'équilibres (en rad mécanique)								dispersion
	d	q	d	q	d	q	d	q	$1/n \sum (x - \bar{x})^2$
échelon	0,7031	1,4913	2,2726	3,0689	3,8457	4,6334	5,4134	6,2080	1,4554e-05
couple nul	0,7233	1,4906	2,2894	3,0630	3,8618	4,6354	5,4341	6,2014	5,8980e-05
inductances	0,7062	-	2,2758	-	3,8474	-	5,4190	-	3,5185e-07

TABLEAU 3.1 – Récapitulatif des résultats d'alignement obtenus

Les précisions de la première et dernière méthode sont données dans leurs paragraphes respectifs. Pour la deuxième méthode, il est plus difficile de trouver un critère pertinent pour déterminer sa précision. Par ailleurs, pour cette méthode, les mesures sont moins précises lorsqu'elles sont effectuées autour de l'axe  $d$ . En effet, la rupture de pente étant moins prononcée que pour l'axe  $q$ , la mesure du minimum est complexifiée.

Nous récapitulons finalement les valeurs moyennes des décalages du capteur de position à partir du tableau précédent.

Les trois méthodes renvoient des résultats cohérents. Nous remarquons que les résultats des deux premières méthodes sont très proches lorsque la direction  $q$  est considérée. Pour la méthode du couple nul, en examinant les résultats de la direction  $d$ , nous remarquons que le décalage du capteur est surévalué.

### 3.5.2 Perspectives et améliorations identifiées

Des pistes d'améliorations et des perspectives ont été déterminées lors de la mise en œuvre des méthodes décrites. Le but de ce chapitre n'étant pas de faire une étude exhaustive mais

Méthode	décalage du capteur de position modulo $\pi/4$		
	moyenne q	moyenne d	moyenne générale
échelon	0,7088 rad	0,7025 rad	0,7057 rad
couple nul	0,7060 rad	0,7210 rad	0,7135 rad
inductances	-	0,7059 rad	0,7059 rad

TABLEAU 3.2 – Récapitulatif des décalages de capteurs obtenus

plutôt de mettre en évidence les difficultés (souvent peu mentionnées) à réaliser un alignement rigoureux de la MSR<sub>V</sub>, les pistes d'amélioration sont nombreuses. Nous mentionnons ici celles qui nous semblent les plus pertinentes.

### Amélioration et perspectives de la première méthode

Une première perspective est l'étude de l'influence du niveau de courant. De cette étude pourrait émerger une valeur générale du courant à utiliser.

Un autre point d'intérêt est l'étude de l'influence de la température. En particulier, son élévation pourrait limiter l'effet des frottements mécaniques.

Enfin, de tous ces constats pourrait se dégager une proposition normalisée de méthode d'alignement de MSR<sub>V</sub> avec un nombre d'essais limités.

### Amélioration et perspectives de la seconde méthode

Premièrement, l'estimation ou la mesure du couple pourrait se faire via une mesure directe ou via une mesure des courants de la machine d'entraînement. Cela permettrait, comme mentionné dans la section correspondante, de diminuer les effets des régimes transitoires sur le couple.

Une seconde étude à mener serait l'influence de la vitesse de rotation, y compris son sens.

Idéalement, ces différentes études pourraient mener à proposer un protocole rigoureux d'alignement de MSR<sub>V</sub> avec la méthode de l'échelon.

### Amélioration et perspectives de la troisième méthode

L'influence de la vitesse pourrait aussi être étudiée pour la méthode proposée. Le choix de l'amplitude de l'échelon de courant est sujet à discussion.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la problématique de l'étalonnage du capteur de position. Nous avons implémenté deux méthodes trouvées dans la littérature et adaptées aux machines synchrones à réluctance variable pour traiter ce problème. Une méthode originale a été proposée et comparée aux deux précédentes.

### 3.5. Récapitulatif des résultats et perspectives

---

De nombreux paramètres d'expérimentation comme la vitesse de rotation, les amplitudes de courant ou de tension ont été discutés mais pas étudiés. Cela laisse des perspectives pour des travaux futurs traitant ou comparant différentes méthodes d'étalonnage du capteur de position d'une machine synchrone à réluctance variable.

Les résultats obtenus permettent de réaliser les vérifications expérimentales du chapitre suivant de manière précise.



# Chapitre 4

## Étude et modélisation de l'aimantation rémanente de la MSR<sub>V</sub>

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>90</b>
<b>4.1 Modélisation de l'aimantation rémanente de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>91</b>
4.1.1 Modélisation de l'aimantation rémanente . . . . .	91
4.1.2 Modélisation électrique de la MSR <sub>V</sub> dans le domaine de Park avec prise en compte des FCEM . . . . .	96
<b>4.2 Comparaison expérimentale</b> . . . . .	<b>97</b>
4.2.1 Protocole expérimental . . . . .	97
4.2.2 Validation du modèle par essais expérimentaux . . . . .	100
4.2.3 Mesure bus DC redressé par un pont de diode . . . . .	102
4.2.4 Discussions et perspectives . . . . .	104
<b>4.3 Méthode d'estimation des FCEM de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>109</b>
4.3.1 Observateur d'état dans le domaine de Park . . . . .	109
4.3.2 Mesure des courants de court-circuit . . . . .	111
4.3.3 Comparaison expérimentale des deux méthodes . . . . .	112
4.3.4 Discussions et perspectives . . . . .	113
<b>4.4 Effets de l'aimantation rémanente de la MSR<sub>V</sub></b> . . . . .	<b>115</b>
4.4.1 Effets sur la commande de la MSR <sub>V</sub> . . . . .	115
4.4.2 Effets sur la mesure d'inductance . . . . .	118
4.4.3 Effets sur le couple . . . . .	125
<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>127</b>

---

## Introduction

Le chapitre 2 a traité de la modélisation du comportement électrique de la machine synchrone à réluctance variable. Les résultats qui y sont présentés sont en cohérence avec la littérature scientifique. Nous souhaitons aller plus loin, notamment en prenant en compte des phénomènes fins, complexes et généralement négligés. L'aimantation rémanente est un phénomène qui satisfait à ces critères en plus d'être identifiée comme cruciale lors d'un mode de fonctionnement particulier de la machine synchrone à réluctance variable. En effet, la compréhension de la montée en tension d'une génératrice synchrone à réluctance variable nécessite de prendre en compte l'aimantation rémanente de la machine. Cela est largement traité dans le chapitre 5.

Dans le présent chapitre, nous traitons à nouveau de la modélisation du comportement électrique de la machine synchrone à réluctance variable. Nous y apportons une contribution en prenant en compte la modélisation des forces contre électromotrices causées par l'aimantation rémanente [Sch22c]. Plus précisément :

- La modélisation théorique est proposée dans la section 4.1. Elle permet d'expliquer la présence de deux fréquences ainsi que leurs phases respectives.
- Elle est comparée à des relevés expérimentaux dans la section 4.2. En plus de comparer les forces contre électromotrices modélisées à celles mesurées, nous proposons également d'étudier le comportement de la génératrice synchrone à réluctance variable reliée à un pont de diode triphasé.
- Sur la base du modèle proposé, la section 4.3 présente deux méthodes d'estimation des forces contre électromotrices. Ces méthodes permettent une estimation en fonctionnement. Elles sont complémentaires et ne nécessitent pas de matériel supplémentaire à celui généralement utilisé pour piloter une machine électrique.
- Enfin, la section 4.4 regroupe des discussions portant sur trois effets de l'aimantation rémanente : l'effet sur la commande de la machine, l'effet sur la mesure d'inductance par la méthode de l'échelon, et l'effet sur le couple produit par la machine.

## 4.1 Modélisation de l'aimantation rémanente de la MSR/V

Comme la plupart des machines électriques, la MSR/V est constituée de matériaux ferromagnétiques. Bien que ces derniers soient généralement choisis parmi les matériaux dits "doux", ils possèdent tout de même une propriété d'hystérésis. Lorsqu'un tel matériau est soumis à un champ magnétique, il garde une aimantation rémanente. Cette section vise à développer les expressions théoriques des FCEM (forces contre-électromotrices) générées par l'aimantation rémanente d'une MSR/V. Des comparaisons avec des mesures expérimentales et un cas d'étude particulier sont présentés. Finalement les résultats sont discutés. Les principaux résultats présentés dans cette section ont été publiés dans [Sch22c].

*Remarque 4.1.1.* Dans la littérature, le terme d'aimantation résiduelle (*residual magnetism* en anglais) est aussi utilisé. ┘

*Remarque 4.1.2.* La distinction entre forces électromotrices et forces contre-électromotrices dépend du type de fonctionnement (moteur ou générateur) de la machine. Nous utiliserons uniquement le terme de forces contre-électromotrices et utiliserons l'abréviation FCEM. ┘

*Remarque 4.1.3.* Il est important de noter que nous appelons forces contre-électromotrices les tensions induites par l'aimantation rémanente de la machine. D'après cette définition, les FCEM sont les tensions mesurées aux bornes de la MSR/V lorsqu'aucun courant ne circule dans les enroulements. Certains auteurs considèrent que les FCEM de la MSR/V correspondent aux tensions provoquées par la variation d'inductance. C'est le cas dans [Tsa16 ; Kum20] ou dans [Sca19b] où elles sont plutôt appelées "Forces électromotrices étendues" (*extended electromotive forces* en anglais). Ces tensions dépendent alors du courant et ne sont pas, à notre sens, strictement des FCEM. ┘

### 4.1.1 Modélisation de l'aimantation rémanente

#### Aimantation rémanente au rotor

Dans la littérature, certaines études proposent de prendre en compte l'aimantation rémanente du rotor des MSR/V [Wan17 ; Ibr18 ; Rah10]. Dans ces papiers, l'aimantation rémanente est considérée dans la direction  $d$  du rotor. Cela se justifie par la grande quantité de fer présente dans cette direction. Dans un souci de généralité, nous considérerons que le rotor peut être aimanté dans une direction quelconque définie par l'angle  $\delta_0$  repéré par rapport à l'axe  $d$  (voir figure 4.2). L'excitation magnétique du rotor est notée  $M_{\text{rot}}$ .

Du point de vue du rotor, en négligeant les dents statoriques, la réluctance du circuit magnétique emprunté par le flux est constante. Autrement dit, pour une direction de champ magnétique donnée et "accrochée" au rotor, le flux magnétique circule avec la même facilité indépendamment de la position du rotor (par rapport au stator). Ainsi, l'excitation constante du rotor produit un champ magnétique constant dans le repère rotorique. Avec l'hypothèse d'une section de tube de champ constant, un flux constant (dans le repère du rotor) est obtenu, il est noté  $\Phi_{\text{rot}}$ . Nous obtenons le vecteur des flux perçus par chaque phase de la machine  $\lambda_{\text{abc,rot}}$  en projetant le flux dans la direction de chacune des phases. Les composantes de ce vecteur sont



détaillées ci-dessous :

$$\lambda_{abc,rot} = \begin{pmatrix} \lambda_{a,rot} \\ \lambda_{b,rot} \\ \lambda_{c,rot} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi_{rot} \cos(\theta_e + \delta_0) \\ \Phi_{rot} \cos(\theta_e + \delta_0 - 2\pi/3) \\ \Phi_{rot} \cos(\theta_e + \delta_0 + 2\pi/3) \end{pmatrix}. \quad (4.1)$$

Cette magnétisation du rotor est similaire à celle d'une MSAP, les forces contre-électromotrices de chaque phase sont alors les suivantes (en convention récepteur) :

$$e_{abc,rot} = \begin{pmatrix} e_{a,rot} \\ e_{b,rot} \\ e_{c,rot} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d\lambda_{a,rot}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{b,rot}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{c,rot}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\Phi_{rot}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0) \\ -\Phi_{rot}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0 - 2\pi/3) \\ -\Phi_{rot}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0 + 2\pi/3) \end{pmatrix}. \quad (4.2)$$

La figure 4.1 représente les forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du rotor d'une MSRV.

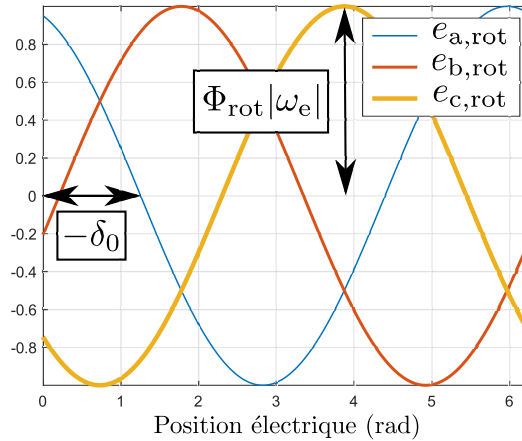


FIGURE 4.1 – Forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du rotor d'une MSRV (normalisée)

### Aimantation rémanente au stator

Tout comme le rotor, le stator est fabriqué à partir de tôles magnétiques. De ce fait, il peut aussi être magnétisé. Il est important de remarquer que, bien qu'il soit statique, une excitation magnétique constante au stator produit une variation de flux lorsque le rotor tourne. Cela est dû à la dépendance de la réluctance de la MSRV avec la position du rotor (voir équation (2.4)). Nous notons  $M_{stat}$  l'amplitude de l'excitation rémanente du stator de la MSRV. La direction de cette dernière est définie par un angle  $\sigma_0$  repéré par rapport à la direction de la phase A. Ces grandeurs sont représentées sur la figure 4.2.

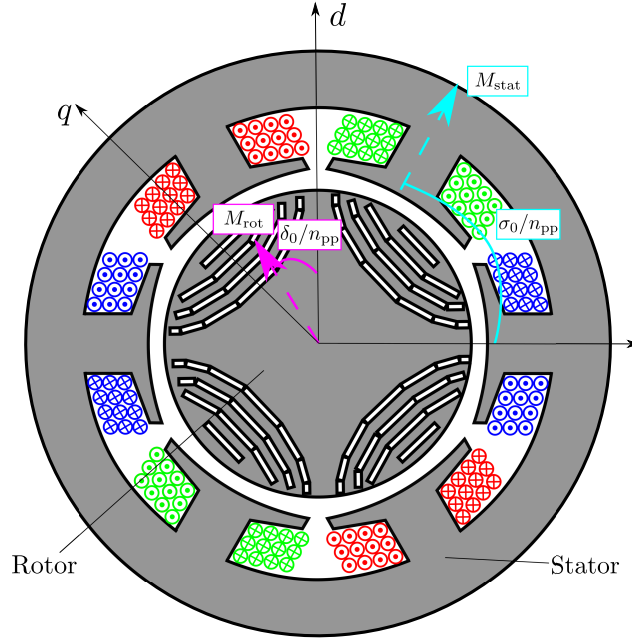


FIGURE 4.2 – Schéma de coupe d'une MSR avec les paramètres pertinents pour décrire l'aimantation rémanente de la machine

L'effet de la magnétisation est similaire à celui d'un faible courant constant  $I_{\text{stat}}$ . La projection de ce courant sur les phases de la machine mène à écrire :

$$I_{\text{stat}} = \begin{pmatrix} I_{a,\text{stat}} \\ I_{b,\text{stat}} \\ I_{c,\text{stat}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{\text{stat}} \cos(\sigma_0) \\ I_{\text{stat}} \cos(\sigma_0 - 2\pi/3) \\ I_{\text{stat}} \cos(\sigma_0 + 2\pi/3) \end{pmatrix}. \quad (4.3)$$

En utilisant la loi de Lenz et en remarquant que les courants considérés sont constants, nous écrivons le vecteur  $e_{\text{abc,stat}}$  :

$$e_{\text{abc,stat}} = \begin{pmatrix} e_{a,\text{stat}} \\ e_{b,\text{stat}} \\ e_{c,\text{stat}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_{a,\text{stat}} \frac{dL_a}{dt} + I_{b,\text{stat}} \frac{dM_{ab}}{dt} + I_{c,\text{stat}} \frac{dM_{ca}}{dt} \\ I_{a,\text{stat}} \frac{dM_{ab}}{dt} + I_{b,\text{stat}} \frac{dL_b}{dt} + I_{c,\text{stat}} \frac{dM_{bc}}{dt} \\ I_{a,\text{stat}} \frac{dM_{ca}}{dt} + I_{b,\text{stat}} \frac{dM_{bc}}{dt} + I_{c,\text{stat}} \frac{dL_c}{dt} \end{pmatrix}. \quad (4.4)$$

Avec les expressions des inductances données dans le chapitre 2 et en négligeant les saturations magnétiques, les expressions des FCEM produites par l'aimantation du stator se simplifient dans le cas du modèle à deux paramètres. Elle sont composées d'une unique fréquence correspondant

à deux fois la vitesse de rotation électrique.

$$\begin{cases} e_{a,\text{stat}} &= -3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0), \\ e_{b,\text{stat}} &= -3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0 - 2\pi/3), \\ e_{c,\text{stat}} &= -3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0 + 2\pi/3). \end{cases} \quad (4.5)$$

La figure 4.3 représente les forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du stator de la MSR/V.

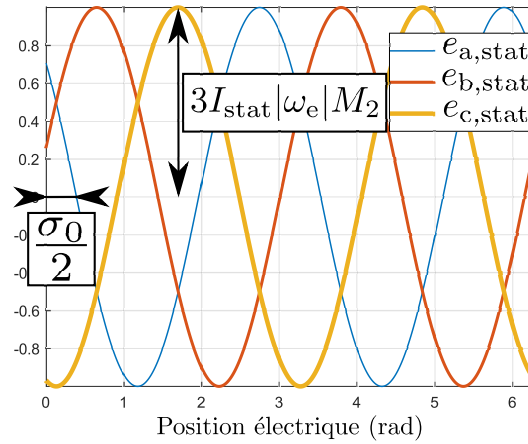


FIGURE 4.3 – Forces contre-électromotrices produites par l'aimantation rémanente du stator d'une MSR/V (normalisée)

### Analyse de l'aimantation rémanente totale

Les FCEM produites lorsque le rotor et le stator sont tous deux magnétisés sont obtenues en additionnant les équations (4.2) et (4.5). Cette modélisation, appelée ReMa (*Residual Magnetism*), prend en compte à la fois l'aimantation du rotor et du stator dans des directions quelconques. Les FCEM totales sont alors composées de deux fréquences : l'une synchrone avec la vitesse de rotation électrique de la machine, l'autre deux fois plus grande.

$$e_{\text{abc,tot}} = \begin{pmatrix} e_{a,\text{tot}} \\ e_{b,\text{tot}} \\ e_{c,\text{tot}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\Phi_{\text{rot}}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0) - 3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0) \\ -\Phi_{\text{rot}}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0 - 2\pi/3) - 3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0 - 2\pi/3) \\ -\Phi_{\text{rot}}\omega_e \sin(\theta_e + \delta_0 + 2\pi/3) - 3I_{\text{stat}}\omega_e M_2 \sin(2\theta_e - \sigma_0 + 2\pi/3) \end{pmatrix}. \quad (4.6)$$

La figure 4.4 représente un exemple de FCEM causées par une magnétisation à la fois au rotor et au stator. Nous remarquons que la FCEM de la phase A présente une forme très similaire à celle mesurée expérimentalement dans [Wan17]. Cela nous encourage pour la

validation expérimentale de notre raisonnement théorique. Cette validation sera présentée à la section 4.2.

Nous remarquons aussi que l'amplitude crête-à-crête des FCEM n'est pas une mesure pertinente pour les comparer. En plus, du fait qu'elles soient composées de deux fréquences, nous remarquons que les amplitudes crête-à-crête ne sont pas les mêmes pour les trois phases. En effet, la FCEM de la phase *B* varie entre 1,5 V et -2 V alors que celle de la phase *A* varie entre 2 V et -1,2 V environ. Une mesure crête-à-crête peut mener à une surestimation significative de l'aimantation rémanente du rotor.

Une manière plus rigoureuse de mesurer les FCEM (notamment pour les comparer) est de leur appliquer une transformée de Fourier.

Enfin, il est important de noter qu'un changement dans les orientations  $\delta_0$  et  $\sigma_0$  produit des déformations significatives des FCEM.

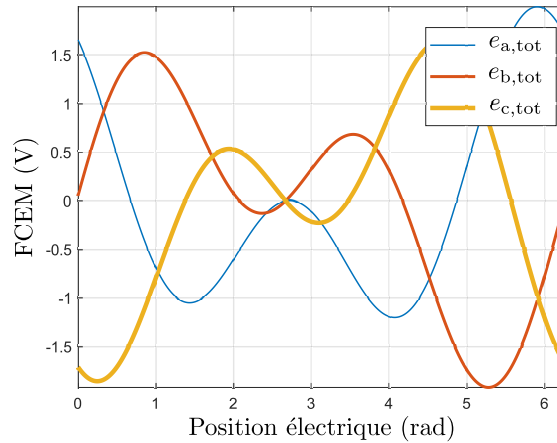


FIGURE 4.4 – Simulation des FCEM d'une MSR<sub>V</sub> avec :  $\omega_e = 209$  rad/s,  $M_2 = 0,058$  H,  $\Phi_{\text{rot}} = 0,0048$  Wb,  $I_{\text{stat}} = 0,0275$  A,  $\sigma_0 = \pi/4$  rad,  $\delta_0 = -2\pi/5$  rad

Finalement, les équations électriques de la MSR<sub>V</sub> avec prise en compte des FCEM (données à l'équation (4.6)) s'écrivent comme suit :

$$L'_{\text{abc}} \frac{di_{\text{abc}}}{dt} = v_{\text{abc}} - R_s i_{\text{abc}} - \frac{dL'_{\text{abc}}}{dt} i_{\text{abc}} - e_{\text{abc,tot}}. \quad (4.7)$$

Bien que la somme des FCEM soit nulle, leur énergie, c'est-à-dire leur somme quadratique, n'est pas constante. La figure 4.5 met en évidence les sommes quadratiques des FCEM du modèle ReMa et d'un modèle que nous qualifions de "modèle classique". Il correspond à un modèle dans lequel seule l'aimantation du rotor est considérée. Ainsi, dans le modèle classique, les FCEM sont purement sinusoïdales. L'amplitude des FCEM du modèle classique est choisie de sorte que ses amplitudes crête-à-crête correspondent à celles du modèle ReMa. La différence de somme quadratique entre les deux modèles constitue une différence notable.

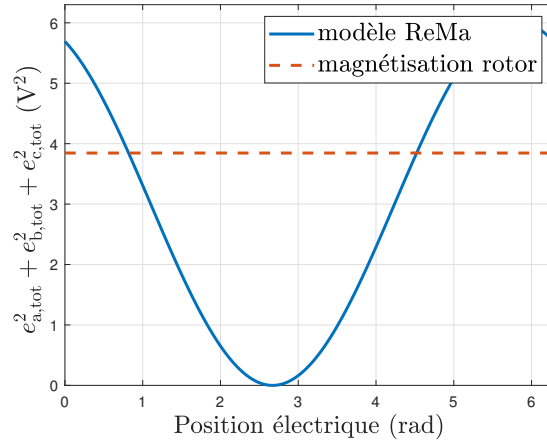


FIGURE 4.5 – Simulation de l'énergie des FCEM d'une MSRV modélisée avec le modèle ReMa et avec une magnétisation au rotor uniquement

#### 4.1.2 Modélisation électrique de la MSRV dans le domaine de Park avec prise en compte des FCEM

Le modèle électrique classique de la MSRV dans le domaine de Park a été donné dans le chapitre 2. Il avait été développé en négligeant la magnétisation rémanente. Ici, nous incorporons l'effet de l'aimantation rémanente dans ces équations. Pour ce faire, nous passons les expressions des FCEM données précédemment dans le domaine de Park. Cela se fait sans difficulté avec les matrices introduites dans la section 2.2 de ce document. Nous ne développons pas les équations de composante homopolaire. En effet, la couplage en étoile des enroulements de la MSRV impose un courant homopolaire nul. Alors l'expression de sa dynamique n'a pas grand intérêt.

De plus, nous ne considérons pas les saturations magnétiques dans ce chapitre. Ce choix est motivé par le fait que les effets des FCEM sont quasiment négligeables lorsque des courants importants circulent dans la MSRV. Nous développerons ce point dans la dernière section du chapitre.

Si seule la magnétisation au rotor est considérée, le modèle électrique de la MSRV devient :

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q + \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \sin(\delta_0), \\ L_q \frac{di_q}{dt} = v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \cos(\delta_0). \end{cases} \quad (4.8)$$

La magnétisation du rotor fait apparaître un terme constant sur chaque axe. En prenant  $\delta_0 = 0$  rad, nous retrouvons les équations classiques d'une MSAP.

Lorsqu'à la fois la magnétisation du rotor et du stator sont considérées, les équations

s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d \frac{di_d}{dt} = v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q + \underbrace{\omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \sin(\delta_0) + 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} \omega_e M_2 \sin(\theta_e - \sigma_0)}_{\triangleq -e_d}, \\ L_q \frac{di_q}{dt} = v_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \underbrace{\omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \cos(\delta_0) - 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} \omega_e M_2 \cos(\theta_e - \sigma_0)}_{\triangleq -e_q}. \end{array} \right. \quad (4.9)$$

La dépendance en la position apparaît dans ces dernières équations. L'amplitude des termes variant avec la position est identique sur les deux axes. Le modèle électrique donné par les équations (4.9) est utilisable pour la synthèse de lois de commande. En effet, il fournit des équations dynamiques, c'est-à-dire qui permettent de modéliser non seulement le régime permanent, mais aussi le comportement en régime transitoire.

## 4.2 Comparaison expérimentale

### 4.2.1 Protocole expérimental

Nous souhaitons ici comparer notre modélisation (4.6) aux FCEM mesurées expérimentalement. En particulier, nous vérifions que les déphasages des FCEM mesurées expérimentalement correspondent aux directions de magnétisation  $\sigma_0$  et  $\delta_0$ .

Pour ce faire, les directions de magnétisation de la machine doivent être imposées comme souhaitées. Autrement dit, il faut pouvoir magnétiser le rotor et le stator dans les directions voulues, respectivement  $\sigma_0$  et  $\delta_0$ . Or, la magnétisation de la machine dépend de son historique magnétique. Il est alors nécessaire d'effacer l'historique avant de magnétiser la machine. Cette étape est appelée la "démagnétisation". De cette manière, l'état magnétique initial (après démagnétisation) de la machine sera connu et identique pour toutes les expérimentations. À partir de cet état démagnétisé, nous magnétisons la machine dans les directions souhaitées. Cette seconde étape est appelée "magnétisation". Enfin, nous procédons à la mesure des FCEM de la MSR. Cette dernière étape est appelée "mesures".

Nous détaillons ici les trois étapes permettant de réaliser la procédure de mesure expérimentale :

- démagnétisation : elle est effectuée en générant un champ magnétique rotatif d'amplitude décroissante. Cela est idéalement réalisé avec un rotor maintenu fixe. Le champ magnétique tournant est produit par des courants triphasés sinusoïdaux circulant dans les enroulements du stator. Il faut prêter attention à ce que l'amplitude initiale des courants soit suffisamment grande. Si, par exemple, lors d'un fonctionnement antérieur, la machine a été alimentée avec un courant de 3 A, il convient de la démagnétiser avec des courants (triphases) dont l'amplitude initiale est supérieure à 3 A. Cela garantit de parcourir le plus grand cycle d'hystérésis que le matériau ait connu. En pratique, en raison de la saturation magnétique, nous avons constaté qu'à partir d'un certain niveau de courant (4 A environ), la démagnétisation est acceptable même si la machine a été précédemment soumise à un courant plus fort.

- Magnétisation : le rotor de la machine est placé à la position souhaitée. Nous notons cette position  $\theta_0$ . Ensuite, un vecteur courant d'amplitude  $I$  est appliqué dans la direction  $\delta_0$  par rapport à la direction  $d$  du rotor. Cela revient à injecter des courants  $i_d = I \cos(\delta_0)$  et  $i_q = I \sin(\delta_0)$ . Ces courants peuvent produire du couple (en fonction de l'angle  $\delta_0$ ). Pour se préserver d'un potentiel mouvement, le rotor est maintenu fixe par un système extérieur. Dans notre cas, la MSAP asservie à position fixe réalise cette fonction. Lors de cette phase de magnétisation, en augmentant le courant, l'excitation magnétique des matériaux qui composent la machine suit la courbe de première aimantation (car la machine est initialement démagnétisée). Une fois le courant  $I_0$  souhaité atteint, il est ramené à zéro. À ce moment, l'excitation magnétique n'est pas nulle à cause de l'hystérésis des matériaux de la machine. La figure 4.6 illustre ce comportement pour deux courants  $I_{01}$  et  $I_{02}$  menant à deux magnétisations rémanentes  $m_{01}$  et  $m_{02}$  différentes. La valeur de ces magnétisations rémanentes dépend du comportement hystérétique et non-linéaire des matériaux.

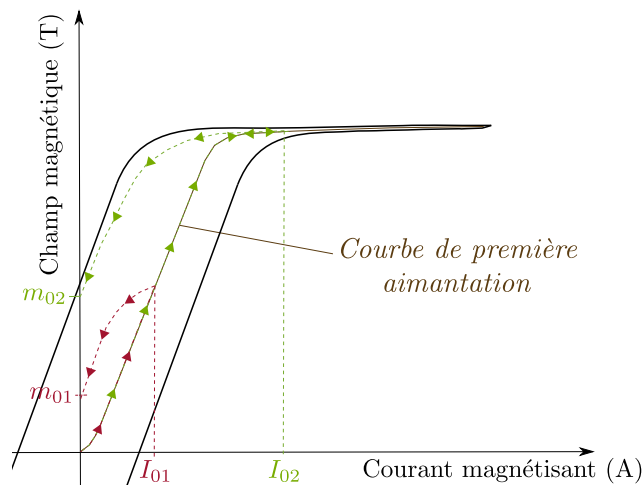


FIGURE 4.6 – Représentation schématique du comportement hystérétique des matériaux

La direction de magnétisation du stator peut se déduire des directions  $\delta_0$  et  $\theta_0$ . En effet lors de la magnétisation, les directions de magnétisation du stator et du rotor sont reliées à la position du rotor par la relation suivante :

$$\sigma_0 = \theta_0 + \delta_0. \quad (4.10)$$

La figure 4.7 représente la configuration de la MSRv lors de la magnétisation.

- Mesures : La MSRv est entraînée à vitesse constante par un système extérieur. Dans notre cas, la MSAP régulée en vitesse réalise cette fonction. Les tensions simples ou composées de la MSRv sont alors mesurées et enregistrées. Durant cette phase, aucun courant ne circule dans la MSRv. La figure 4.8 présente un exemple de mesures de FCEM. Le graphique de gauche correspond à une mesure de FCEM pour une magnétisation effectuée avec les paramètres suivants  $I_0 = 4$  A,  $\delta_0 = 0$  rad et  $\theta_0 = 6,05$  rad. Sur le graphique de droite, les FCEM ont été mesurées après la démagnétisation de la machine. Les deux échelles verticales sont identiques de sorte à mettre en évidence la pertinence de la démagnétisation.

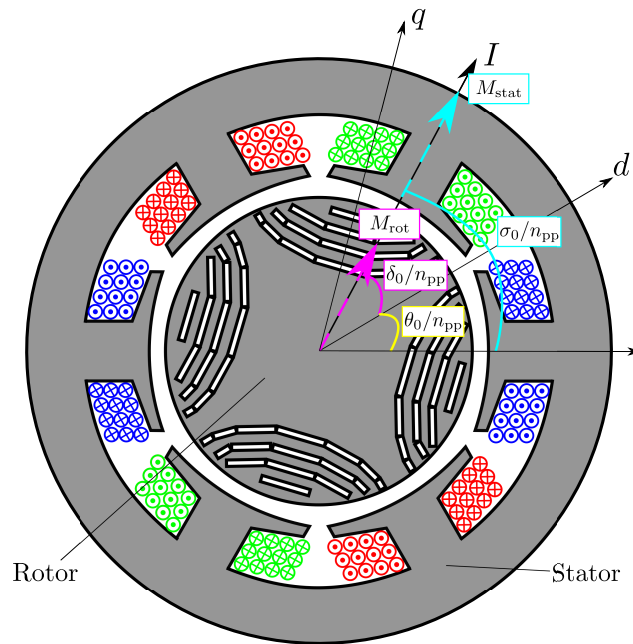


FIGURE 4.7 – Représentation schématique de la MSRVM lors du processus de magnétisation

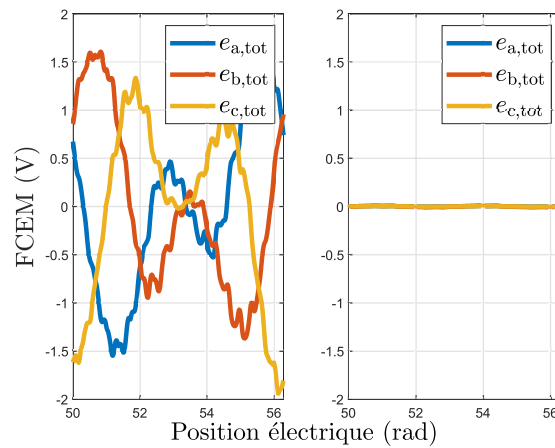


FIGURE 4.8 – Mesures des FCEM de la MSRVM à  $\omega_e = 155$  rad/s avant (gauche) et après (droite) démagnétisation



## 4.2.2 Validation du modèle par essais expérimentaux

Une première étape de comparaison entre notre modèle ReMa et les FCEM mesurées consiste à vérifier le contenu fréquentiel des FCEM expérimentales. La figure 4.9 représente les résultats de l'analyse de Fourier des FCEM mesurées expérimentalement. Elles ont été mesurées pour chaque phase de la machine (mesure entre phase et point neutre N). Nous vérifions que les fréquences prépondérantes correspondent aux deux premiers harmoniques. Les observations expérimentales sont alors en accord avec la prise en compte exclusive de deux harmoniques dans le modèle ReMa.

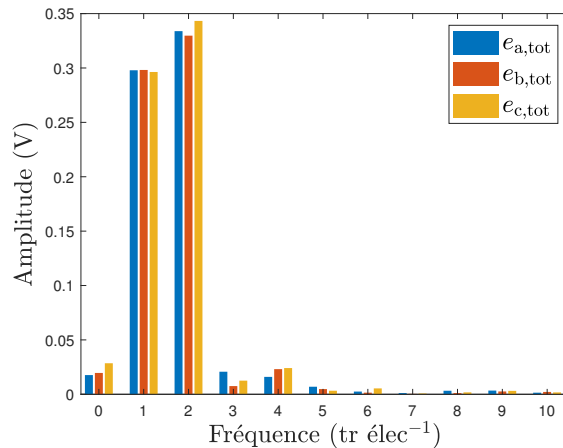


FIGURE 4.9 – Analyse FFT des FCEM

Pour confronter notre modèle au comportement réel de la machine, nous comparons les mesures de FCEM à celles simulées à partir de la connaissance des paramètres de la machine, son état de magnétisation inclus. Ainsi, lors de la procédure de magnétisation, nous enregistrons la direction de magnétisation  $\delta_0$  et la position du rotor  $\theta_0$ . À cause des effets non linéaires de saturation et d'hystérésis des matériaux magnétiques, il est difficile d'obtenir  $\Phi_{rot}$  et  $I_{stat}$  même en connaissant les paramètres de magnétisation (i.e.  $\delta_0$ ,  $\sigma_0$  et  $I$ ). Elles sont donc déduites d'une analyse de Fourier des FCEM mesurées. Nous souhaitons alors comparer les déphasages des FCEM mesurées et simulées. La figure 4.15 montre un exemple de comparaison du modèle ReMa aux FCEM mesurées sur la MSRV du laboratoire ( $\delta_0 = 0$  rad,  $\theta_0 = 0$  rad,  $I_0 = 2$  A). L'erreur entre la direction de magnétisation  $\delta_0$  et la phase du premier harmonique renvoyée par l'analyse de Fourier est d'environ 0,006 rad (élec). L'erreur entre la direction de magnétisation  $\sigma_0$  et la phase du second harmonique renvoyée par l'analyse de Fourier est d'environ 0,14 rad (élec).

Ces comparaisons sont réalisées pour différentes positions et directions de magnétisation. Les résultats sont présentés sur la figure 4.11. Nous remarquons qu'à partir de la mesure numéro 44, les erreurs deviennent plus importantes. Cela s'explique par le fait que ces mesures ont été réalisées avec une magnétisation du rotor orientée dans une direction intermédiaire entre  $d$  et  $q$ .

Finalement, le modèle ReMa permet de reconstruire fidèlement les FCEM de la MSRV. La prise en compte d'uniquement deux fréquences est pertinente. En particulier, lorsque la direction de magnétisation  $\delta_0$  est alignée avec les directions  $d$  ou  $q$ , le modèle ReMa est très fidèle. Lorsque la direction de magnétisation correspond à une position intermédiaire entre les directions  $d$  et  $q$ , la fiabilité du modèle ReMa diminue légèrement.

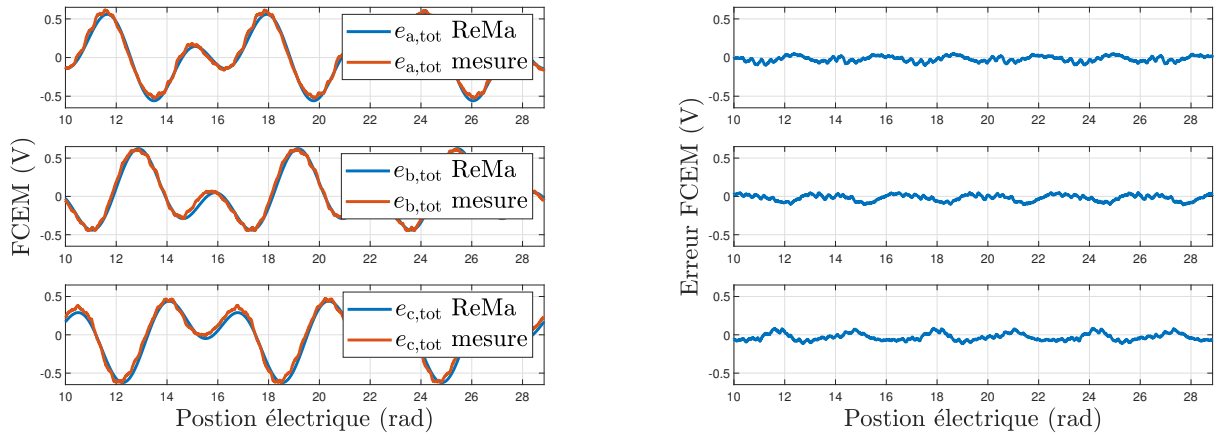


FIGURE 4.10 – Comparaison des FCEM mesurées et reconstruites (gauche), erreur entre les signaux mesurés et reconstruits (droite)

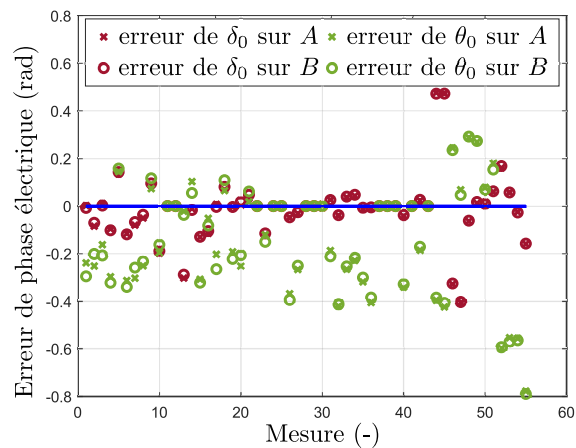


FIGURE 4.11 – Récapitulatif des résultats de comparaison entre les FCEM mesurées et simulées

### 4.2.3 Mesure bus DC redressé par un pont de diode

Nous insistons ici sur la distinction majeure qui existe entre le modèle ReMa et un modèle classique avec uniquement une magnétisation au rotor. Dans ce but, nous nous intéressons à un cas d'étude académique : la connexion d'une MSR/V génératrice à un pont de diodes triphasé. Il s'agit, par exemple, d'une configuration dans laquelle la MSR/V est connectée à un onduleur triphasé non commandé (tous les transistors sont ouverts). La sortie du redresseur à diodes est connectée à un condensateur et à une résistance en parallèle. La MSR/V est entraînée à vitesse constante (non nulle) et produit donc des FCEM. Ces dernières sont redressées par le pont de diodes triphasé. Nous comparons alors les comportements du système dans le cas où la MSR/V est modélisée par un modèle classique (avec uniquement une magnétisation au rotor) et par le modèle ReMa (avec une magnétisation au rotor et au stator). L'amplitude des FCEM du modèle classique est choisie de sorte à correspondre à l'amplitude maximale des FCEM du modèle ReMa. Ainsi, les amplitudes crête-à-crête des FCEM des deux modèles sont égales. La figure 4.12 représente schématiquement le système considéré. La résistance  $R_L$  a une valeur de  $10 \Omega$ , la vitesse de rotation est de 750 rpm mécanique.

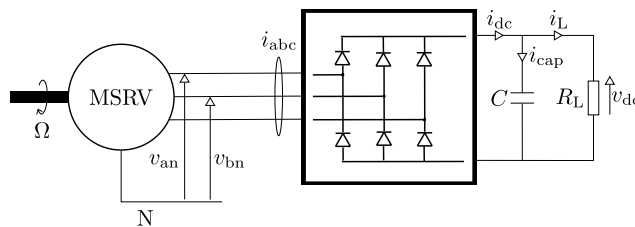


FIGURE 4.12 – Représentation schématique du système étudié

Nous comparons dans un premier temps des résultats de simulation lorsque les modèles classique et ReMa des FCEM de la MSR/V sont utilisés. La librairie *Simscape* de Matlab/Simulink a été utilisée. Les chutes de tensions causées par la résistance des enroulements et les inductances sont prises en compte en utilisant les valeurs des paramètres identifiés expérimentalement. Les valeurs attendues de tension DC sont évidemment très faibles au vu des amplitudes des FCEM de la MSR/V. De même, les courants sont très faibles. Ainsi, le risque de démagnétisation mentionné dans [Ibr18] n'est pas à considérer. Les résultats de simulation sont donnés à la figure 4.13.

Comme la puissance totale produite par les FCEM du modèle ReMa n'est pas constante (voir figure 4.4), la tension DC produite diffère de celle produite par les FCEM modélisées classiquement. Dans le cas d'une modélisation classique des FCEM, la tension  $v_{dc}$  est quasiment constante et environ égale à 0,105 V. Pour ce qui est de la tension  $v_{dc}$  produite par la modélisation ReMa, elle varie avec une fréquence égale à la vitesse de rotation de la machine. Son amplitude est d'environ 0,068 V et sa valeur moyenne est de 0,067 V.

Nous avons essayé différentes directions de magnétisation afin d'étudier leur effets sur la génération de tension DC. Les valeurs des paramètres  $\Phi_{rot}$  et  $I_{stat}$  ont été gardées constantes pour les différents tests. En simulation, la tension DC produite varie de 5% entre la meilleure et la pire configuration de magnétisation.

Le schéma 4.12 a été réalisé expérimentalement. Le pont de diodes utilisé a été réalisé à partir d'un onduleur non commandé. Les transistors utilisés sont des MOSFET IRF540Z d'Infineon. D'après la fiche technique, ils ont une chute de tension de 0,53 V et une résistance

## 4.2. Comparaison expérimentale

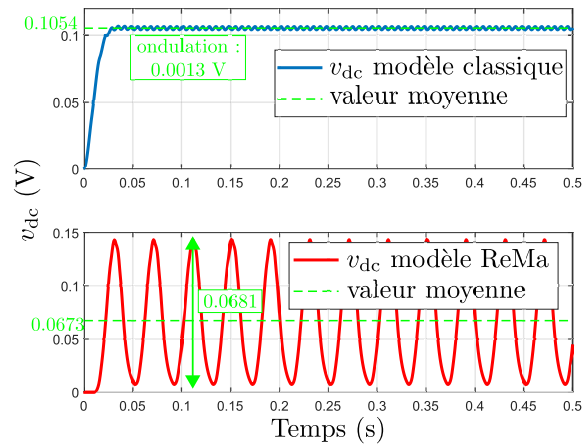


FIGURE 4.13 – Résultat de simulation de la tension redressée produite par les FCEM d’une MSR/V modélisée classiquement puis avec le modèle ReMa

entre drain et source d’environ  $R_{on} = 7,8 \Omega$ . La grande valeur de  $R_{on}$  provient du fait que les courants mis en œuvre sont très faibles (inférieurs à 0,015 A).

Les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats de simulation. La figure 4.14 montre les tensions des phases A et B sur les deux premiers graphiques. Le troisième graphique permet de comparer la tension  $v_{dc}$  mesurée expérimentalement aux tensions simulées avec les deux modèles. À partir de cette figure, il est clair que le modèle ReMa rend compte du

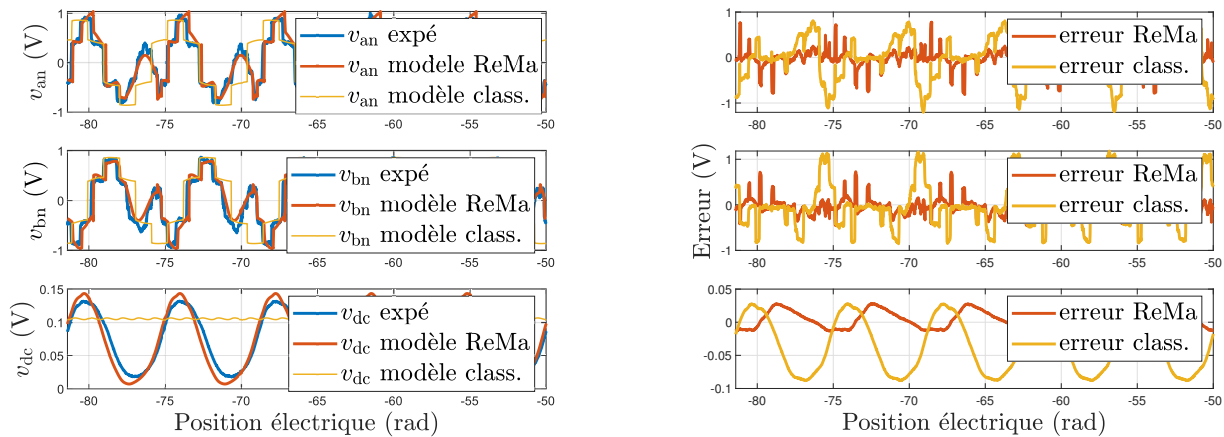


FIGURE 4.14 – Comparaison des résultats expérimentaux aux simulations des modèles de FCEM (gauche), erreur entre les modèles et les mesures expérimentales (droite)

comportement réel de la MSR/V de manière plus fine que le modèle classique. En effet, à la fois les tensions de phase, mais aussi la tension DC sont proches entre la simulation utilisant la modélisation ReMa et l’expérience. En particulier, la forme de la tension DC du modèle ReMa est plus fidèle au regard du troisième graphique à gauche. Les graphiques de droite confirment la meilleure précision du modèle ReMa par rapport à la modélisation classique.

## 4.2.4 Discussions et perspectives

### Direction de magnétisation

Une première discussion porte sur la facilité de magnétisation des deux directions du rotor. Avec la présence des barrières de flux et, de facto, une quantité de fer plus faible, la direction  $q$  du rotor est moins sujette à la magnétisation. Au contraire, la direction  $d$  contient beaucoup de fer et se magnétise plus facilement. Cela devrait entraîner un décalage de la direction de magnétisation vers la direction  $d$ . Le modèle ReMa pourrait être amélioré en rajoutant une pondération aux amplitudes des FCEM en fonction de la direction de magnétisation. Il serait alors plus fiable, en particulier pour des directions de magnétisation rotoriques non-colinéaires aux axes  $d$  et  $q$ .

### Evolution des FCEM

Un second point concerne les variations de FCEM avec les courants statoriques. En effet, les FCEM varient lorsqu'un champ magnétique est généré par des courants circulant au stator. Les tests expérimentaux menés montrent que les FCEM varient significativement lorsqu'un courant circule dans les enroulements statoriques. La figure 4.15 présente deux mesures de FCEM réalisées avant et après que des courants  $i_d = i_q = 0,8$  A aient circulés. Ce point est important pour la modélisation des FCEM provenant d'une procédure de magnétisation sans démagnétisation complète préalable. Ce point motive la problématique traitée dans la section

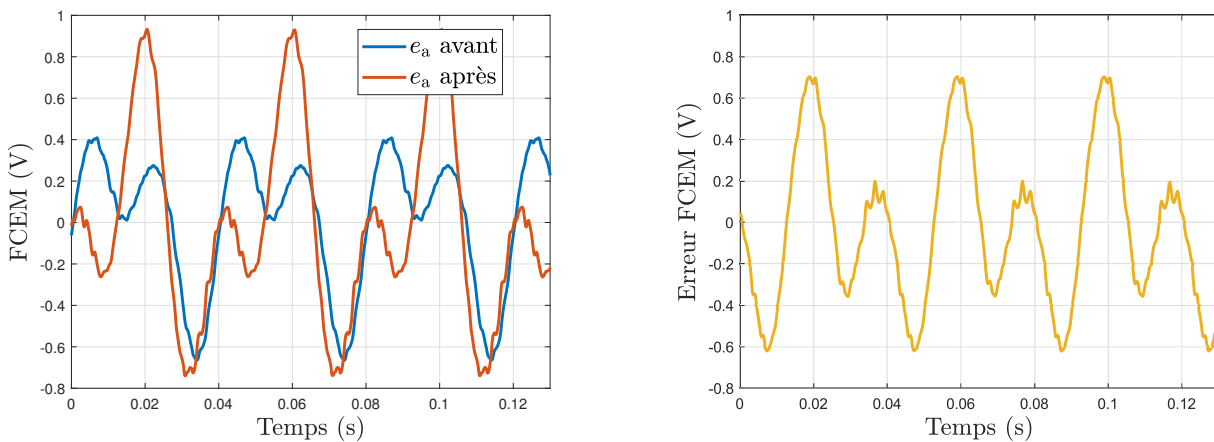


FIGURE 4.15 – Comparaison des FCEM avant et après que des courants  $i_d = i_q = 0,8$  A aient circulés dans la MSR/V (gauche). Différence entre les FCEM après et avant (droite)

suivante. Les FCEM étant sujettes à des variations significatives, il nous semble pertinent de pouvoir les estimer lorsque la MSR/V est en configuration normale. C'est-à-dire lorsqu'elle est branchée à un onduleur de tension triphasé et lorsque seules les mesures de courants et de position sont disponibles.

### Démagnétisation du stator de la MSR/V

Une autre discussion porte sur la variation des FCEM au cours du temps, sans courant au stator. Nous avons remarqué, à partir de mesures expérimentales, que le stator de la MSR/V

## 4.2. Comparaison expérimentale

se démagnétise rapidement lorsque le rotor tourne. La figure 4.16 met en évidence cet effet. Pour réaliser cette figure, la machine a été magnétisée dans la direction  $d$  du rotor lorsque ce dernier était à une position quelconque notée  $\theta_0^i$ . Ensuite, en s'assurant que le rotor n'ait pas bougé depuis la magnétisation, la MSAP est utilisée afin de faire parcourir  $\pi$  radians électriques au rotor de la MSR. Les FCEM sont mesurées. Puis, le rotor de la MSR est entraîné sur plusieurs tours avant d'être replacé à la même position initiale (correspondant à la position de magnétisation)  $\theta_0^i$ . Comme précédemment, la MSAP est utilisée pour faire parcourir  $\pi$  radians électriques au rotor de la MSR. Les FCEM sont à nouveau mesurées. Durant toute cette procédure, aucun courant ne circule dans la MSR : la variation de FCEM n'est donc pas causée par ces derniers.

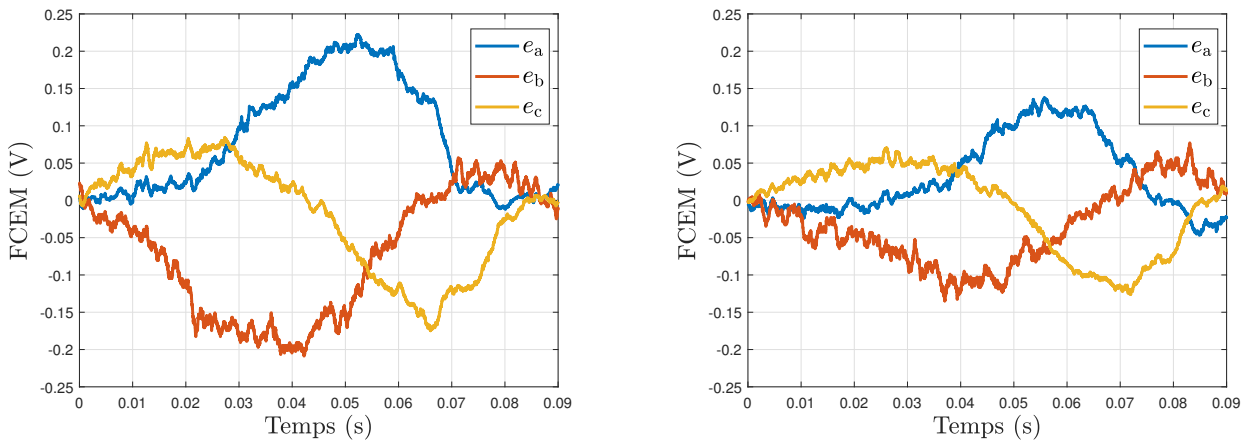


FIGURE 4.16 – Comparaison des FCEM avant (gauche) et après (droite) une rotation de plusieurs tours

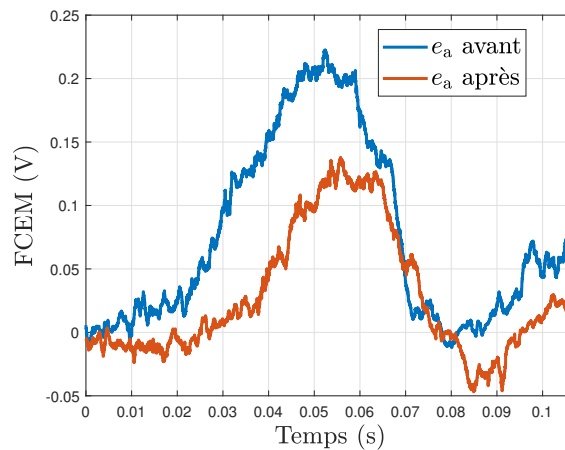


FIGURE 4.17 – Comparaison de la FCEM  $e_a$  avant (bleu) et après (rouge) une rotation de plusieurs tours

La démagnétisation peut s'expliquer par la variation d'entrefer produite par la rotation de l'arbre de la MSR. En effet, le matériau étant similaire à un très mauvais aimant permanent, il est sujet au risque de démagnétisation. Le schéma représenté à la figure 4.18 illustre un circuit

magnétique élémentaire et passif. Il nous permettra de développer les explications à propos de la désaimantation de la MSRV.

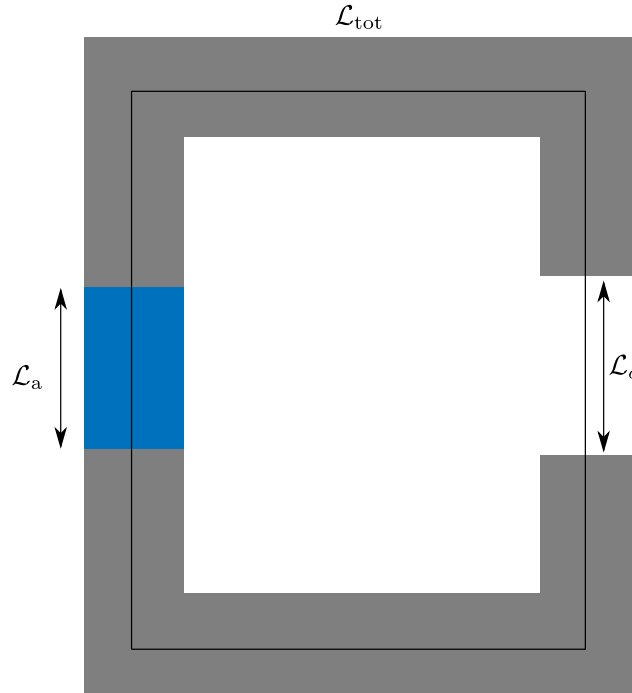


FIGURE 4.18 – Schéma d'un circuit magnétique élémentaire

Sur cette figure, les grandeurs  $\mathcal{L}_{\text{fer}}$ ,  $\mathcal{L}_a$  et  $\mathcal{L}_\delta$  correspondent respectivement à la longueur de fer, la longueur d'aimant et la longueur d'entrefer du circuit magnétique. La somme de ces trois grandeurs est constante et correspond à la longueur totale du circuit magnétique, notée  $\mathcal{L}_{\text{tot}}$ . En supposant l'excitation colinéaire au circuit magnétique et en appliquant le théorème d'Ampère, nous pouvons écrire :

$$H_{\text{fer}}\mathcal{L}_{\text{fer}} + H_a\mathcal{L}_a + H_\delta\mathcal{L}_\delta = 0, \quad (4.11)$$

où  $H_{\text{fer}}$ ,  $H_a$  et  $H_\delta$  correspondent respectivement aux excitations dans le fer, l'aimant et l'entrefer. Elles sont liées à leurs champs magnétiques respectifs par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} H_{\text{fer}} &= \frac{1}{\mu_0\mu_r}B_{\text{fer}}, \\ H_a &= f(B_a, t), \\ H_\delta &= \frac{1}{\mu_0}B_\delta, \end{aligned} \quad (4.12)$$

où  $B_{\text{fer}}$ ,  $B_a$  et  $B_\delta$  correspondent aux champs magnétiques respectifs. Les grandeurs  $\mu_0$  et  $\mu_r$  correspondent à la perméabilité magnétique du vide et à la perméabilité relative du fer. Elles sont considérées constantes. Enfin, la fonction  $f(B_a, t)$  rend compte de la relation non linéaire reliant l'excitation et l'induction magnétique de l'aimant.

En négligeant les fuites magnétiques, nous écrivons la conservation du flux magnétique :

$$B_{\text{fer}}S_{\text{fer}} = B_aS_a = B_\delta S_\delta, \quad (4.13)$$

## 4.2. Comparaison expérimentale

où  $S_{\text{fer}}$ ,  $S_a$  et  $S_\delta$  correspondent respectivement à la surface d'un tube de champ dans le fer, l'aimant et l'entrefer. En combinant ces deux équations, nous obtenons :

$$\begin{aligned} H_a \mathcal{L}_a &= - \left( \frac{B_{\text{fer}}}{\mu_0 \mu_r} \mathcal{L}_{\text{fer}} + \frac{B_\delta}{\mu_0} \mathcal{L}_\delta \right), \\ &= -B_a \left( \frac{S_a}{S_{\text{fer}} \mu_0 \mu_r} \mathcal{L}_{\text{fer}} + \frac{S_a}{S_\delta \mu_0} \mathcal{L}_\delta \right), \\ &= -B_a \left( \frac{S_a}{S_{\text{fer}} \mu_0 \mu_r} (\mathcal{L}_{\text{tot}} - \mathcal{L}_\delta - \mathcal{L}_a) + \frac{S_a}{S_\delta \mu_0} \mathcal{L}_\delta \right). \end{aligned} \quad (4.14)$$

Nous notons que  $H_a$  et  $B_a$  sont reliés par une relation linéaire de pente négative. Celle-ci dépend de la valeur de largeur de l'entrefer  $\mathcal{L}_\delta$ . En particulier, en remarquant que  $\frac{S_a}{S_{\text{fer}} \mu_0 \mu_r} \ll \frac{S_a}{S_\delta \mu_0}$ , nous constatons qu'une augmentation de la longueur d'entrefer résulte en une diminution de la pente. Le point de fonctionnement du système correspond à l'intersection entre la fonction  $H_a = f(B_a, t)$  et la relation linéaire (4.14). Alors, une variation d'entrefer mène à un changement de point de fonctionnement. Dans le cas d'un aimant de mauvaise qualité, la variation d'entrefer peut mener le point de fonctionnement au-delà du coude du cycle d'hystérésis. Dans ce cas, une désaimantation partielle et irréversible est provoquée. La figure 4.19 représente les points de fonctionnement dans le cas d'un circuit magnétique composé d'un matériau ferromagnétique doux, d'une partie ferromagnétique aimantée et d'un entrefer variable. En partant du point de fonctionnement

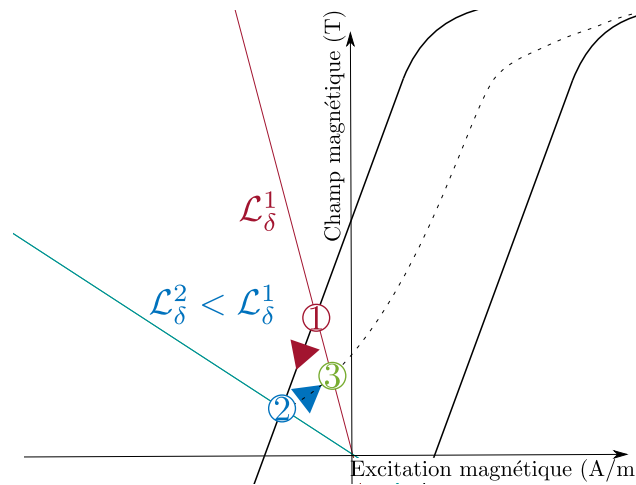


FIGURE 4.19 – Représentation d'une désaimantation partielle par variation d'entrefer

1 (correspondant à un faible entrefer  $\mathcal{L}_\delta^1$ ), le système évolue avec une augmentation d'entrefer jusqu'à atteindre la valeur  $\mathcal{L}_\delta^2$ . Le point de fonctionnement correspondant est alors numéroté 2. Lorsque l'entrefer diminue pour repasser de  $\mathcal{L}_\delta^2$  à  $\mathcal{L}_\delta^1$ , le point de fonctionnement final ne correspond pas au point de fonctionnement initial. Plus précisément, l'excitation et l'induction magnétique correspondant au point de fonctionnement numéro 3 sont plus faibles en amplitude que celles du premier point de fonctionnement. Autrement dit, le matériau s'est démagnétisé.

Le stator de la MSRv est soumis à un phénomène similaire : lorsque le rotor tourne, l'entrefer perçu par le stator varie.



## Modélisation de l'amplitude des FCEM

Une perspective concerne la modélisation de l'amplitude des FCEM à partir de la connaissance des paramètres de magnétisation. Il s'agit là d'un point d'amélioration du modèle ReMa. Pour y parvenir simplement, une cartographie des amplitudes des FCEM en fonction des différents paramètres est réalisable. Cependant, cette méthode est particulièrement chronophage. Cette proposition est similaire à ce qui est généralement fait avec les cartographies d'inductance. En guise de première étape, la figure 4.20 récapitule les amplitudes des FCEM mesurées en fonction de l'amplitude du courant magnétisant orienté selon l'axe  $d$  ou  $q$ . Les notations  $A_0$  et  $A_1$  font respectivement référence aux amplitudes de la fréquence fondamentale et de son premier harmonique divisées par la vitesse de rotation. Ces grandeurs sont reliées aux paramètres  $I_{\text{stat}}$  et  $\Phi_{\text{rot}}$  introduits à la section 4.1 par la relation suivante :

$$\begin{aligned} A_0 &= \Phi_{\text{rot}}, \\ A_1 &= 3I_{\text{stat}}M_2. \end{aligned} \tag{4.15}$$

Il semble que l'évolution de l'amplitude des FCEM produites par une magnétisation du rotor dans la direction  $q$  est plus complexe que celle selon  $d$ . Toutes les positions intermédiaires entre  $d$  et  $q$  devraient aussi être investiguées pour réaliser les cartographies.

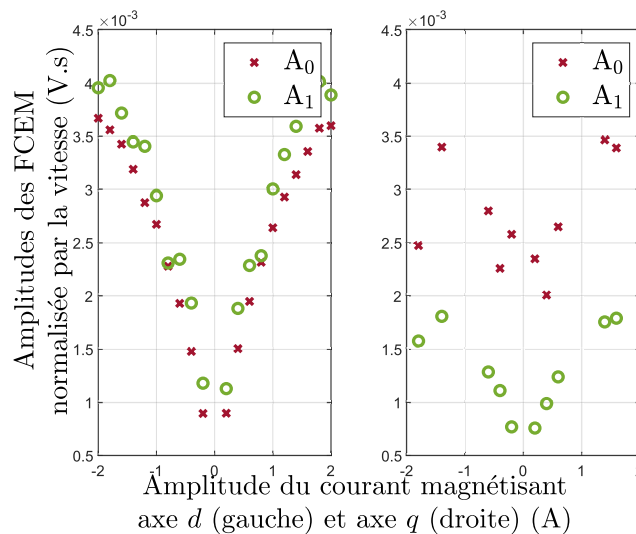


FIGURE 4.20 – Amplitudes des FCEM en fonction de l'amplitude du courant magnétisant orienté dans la direction  $d$  (gauche) et  $q$  (droite)

## Différence de matériaux magnétiques au rotor et au stator

Enfin, la littérature nous indique que les matériaux magnétiques qui composent le stator et le rotor peuvent différer [Taw21 ; Liu17]. En perspective du travail présenté dans ce chapitre, nous proposons d'étudier les effets d'une différence de matériaux. Aussi, la prise en compte des FCEM dans le choix des tôles utilisées semble une perspective intéressante.

## 4.3 Méthode d'estimation des FCEM de la MSRV

Dans la section précédente, nous avons mis en évidence la présence de FCEM dans la MSRV. Nous les avons prises en compte dans le modèle électrique de la MSRV. Ainsi, nous avons maintenant à disposition un modèle dynamique de la MSRV prenant en compte les FCEM. La mesure directe des FCEM d'une machine électrique en fonctionnement n'est pas aisée. Les seules tensions mesurables sont celles au niveau de la sortie de l'onduleur. Ajoutons également que généralement, les tensions en sortie d'onduleur ne sont pas mesurées. L'ajout de sonde de tension à ce niveau aura nécessairement des impacts négatifs sur le système (au niveau économique, complexité, fiabilité etc.). C'est pourquoi, nous proposons dans cette section deux méthodes pour déterminer les FCEM. Elles ne nécessitent aucun matériel supplémentaire par rapport à une configuration normale de la MSRV.

Nous considérons qu'une configuration normale correspond à une association de la MSRV avec un variateur piloté par une commande vectorielle. Les mesures disponibles sont les suivantes : mesure de la position, de la vitesse, des trois courants triphasés, de la tension du bus.

Le travail présenté dans cette section a donné lieu à une publication dans un congrès international [Sch21]. Le modèle ReMa, proposé précédemment, est indispensable aux deux méthodes qui vont suivre.

### 4.3.1 Observateur d'état dans le domaine de Park

La méthode proposée ici repose sur une hypothèse de fonctionnement à vitesse constante et connue. Aussi, les variations d'inductance causées par les saturations magnétiques sont négligées.

Nous souhaitons réécrire les équations (4.9) sous la forme d'un modèle d'état. Pour simplifier les écritures nous introduisons les grandeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 \bar{p}_d &= \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \sin(\delta_0), \\
 \bar{p}_q &= -\omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \cos(\delta_0), \\
 \tilde{p}_d &= \omega_e 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} M_2 \sin(\theta_e - \sigma_0), \\
 \tilde{p}_q &= -\omega_e 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} M_2 \cos(\theta_e - \sigma_0).
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Ces nouvelles grandeurs représentent les perturbations causées par les FCEM dans le domaine

de Park et peuvent se réécrire sous la forme d'un modèle d'état linéaire :

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \bar{p}_d \\ \bar{p}_q \\ \tilde{p}_d \\ \tilde{p}_q \end{pmatrix}}_{\triangleq \frac{dw}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_e \\ 0 & 0 & -\omega_e & 0 \end{bmatrix}}_{\triangleq S} \underbrace{\begin{pmatrix} \bar{p}_d \\ \bar{p}_q \\ \tilde{p}_d \\ \tilde{p}_q \end{pmatrix}}_{\triangleq w}. \quad (4.17)$$

Nous notons  $x$  le vecteur d'état dont les composantes sont les deux courants  $i_d$  et  $i_q$  et  $u$  le vecteur de commande composé des tensions  $v_d$  et  $v_q$ . Nous introduisons aussi les matrices  $A$  et  $B$  définies dans l'équation suivante :

$$\begin{aligned} x &= [i_d \ i_q]^\top, \\ u &= [v_d \ v_q]^\top, \\ A &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & +\omega_e \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

Les deux états sont mesurés, le vecteur de sortie  $y$  est égal au vecteur  $x$ . Finalement, les équations (4.9) se mettent sous la forme de l'équation 4.19 avec les notations introduites. Les termes  $1_{2 \times 2}$  et  $0_{2 \times 2}$  désignent respectivement la matrice identité et la matrice nulle de dimension deux.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{pmatrix} x \\ w \end{pmatrix}}_{\triangleq X} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A & [B \ B] \\ 0_{4 \times 2} & S \end{bmatrix}}_{\triangleq A_{\text{tot}}} \begin{pmatrix} x \\ w \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0_{4 \times 2} \end{bmatrix}}_{\triangleq B_{\text{tot}}} u, \\ y &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1_{2 \times 2} & 0_{2 \times 4} \end{bmatrix}}_{\triangleq C_{\text{tot}}} \begin{pmatrix} x \\ w \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Nous vérifions que, pour une vitesse de rotation  $\omega_e$  non nulle, le système (4.19) est observable. À partir de ce système linéaire, un observateur linéaire de type Luenberger<sup>[1]</sup> permet d'observer tout l'état. En particulier, le vecteur  $w$  est observable. Cet observateur est défini par les équations

[1] David Gilbert Luenberger (Septembre 1937 -) est un mathématicien américain.

suivantes dans lesquelles les grandeurs sous accent circonflexe ( $\hat{\cdot}$ ) sont des grandeurs observées. La matrice  $L_{\text{obs}}$  est la matrice d'observation de taille  $6 \times 2$ .

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{X}}{dt} &= A_{\text{tot}}\hat{X} + B_{\text{tot}}u + L_{\text{obs}}(\hat{y} - y), \\ \hat{y} &= C_{\text{tot}}\hat{X}.\end{aligned}\quad (4.20)$$

Nous pouvons maintenant écrire l'équation régissant l'erreur d'observation  $\varepsilon_{\text{obs}} = \hat{X} - X$  :

$$\begin{aligned}\frac{d\varepsilon_{\text{obs}}}{dt} &= \frac{d\hat{X}}{dt} - \frac{dX}{dt}, \\ &= A_{\text{tot}}\hat{X} + B_{\text{tot}}u + L_{\text{obs}}(\hat{y} - y) - A_{\text{tot}}X - B_{\text{tot}}u, \\ &= A_{\text{tot}}\hat{X} + L_{\text{obs}}C_{\text{tot}}(\hat{X} - X) - A_{\text{tot}}X, \\ &= (A_{\text{tot}} + L_{\text{obs}}C_{\text{tot}})(\hat{X} - X), \\ &= (A_{\text{tot}} + L_{\text{obs}}C_{\text{tot}})\varepsilon_{\text{obs}}.\end{aligned}\quad (4.21)$$

Les composantes de la matrice  $L_{\text{obs}}$  sont choisies de sorte que la matrice  $(A_{\text{tot}} + L_{\text{obs}}C_{\text{tot}})$  soit Hurwitz<sup>[2]</sup> (i.e. ses valeurs propres sont strictement négatives). Ainsi, l'erreur d'observation converge asymptotiquement vers zéro et les états observés convergent vers les états réels.

### 4.3.2 Mesure des courants de court-circuit

Une seconde méthode proposée repose sur la mesure des courants de court-circuit de la MSRV. Au vu des amplitudes des FCEM, le fonctionnement en court-circuit ne pose pas de problème particulier en régime permanent. Des surintensités transitoires peuvent apparaître mais leurs amplitudes sont acceptables (de l'ordre de quelques fois le courant initial). De plus, leurs durées sont suffisamment courtes pour ne pas créer de contraintes thermiques importantes. Lorsque les trois phases de la MSRV sont mises en court-circuit, les tensions phases neutres sont toutes égales :  $v_{\text{an}'} = v_{\text{bn}'} = v_{\text{cn}'} = 0$  V. Les équations du modèle électrique (4.7) deviennent :

$$e_{\text{abc,tot}} = -\frac{dL'_{\text{abc}}}{dt}i_{\text{abc}}^{\text{cc}} - L'_{\text{abc}}\frac{di_{\text{abc}}^{\text{cc}}}{dt} - R_s i_{\text{abc}}^{\text{cc}}.\quad (4.22)$$

Nous faisons alors l'hypothèse que les courants de court-circuit sont composés des mêmes fréquences que les FCEM. Ils peuvent être déphasés. Ils peuvent alors s'écrire (pour chaque phase) :

$$i^{\text{cc}} = A_1 \cos(\theta_e + \phi_1) + A_2 \cos(2\theta_e + \phi_2).\quad (4.23)$$

Leurs dérivées peuvent s'en déduire analytiquement :

$$\frac{di^{\text{cc}}}{dt} = -\omega_e A_1 \sin(\theta_e + \phi_1) - \omega_e A_2 \sin(2\theta_e + \phi_2).\quad (4.24)$$

Les FCEM  $e_{\text{abc,tot}}$  peuvent à présent être calculées à partir de l'équation (4.22) et de la connaissance des paramètres  $\{A_1, A_2, \phi_1, \phi_2\}$ , de la vitesse de rotation  $\omega_e$  et de la matrice d'inductance  $L'_{\text{abc}}$ .

[2] Adolf Hurwitz (Mars 1859 - Novembre 1919) était un mathématicien allemand.

Pour déterminer les paramètres  $\{A_1, A_2, \phi_1, \phi_2\}$ , nous proposons d'utiliser l'algorithme de Goertzel [3]. À partir de la mesure de la vitesse de rotation, nous connaissons les deux composantes fréquentielles recherchées. L'algorithme de Goertzel nous permet donc d'évaluer l'amplitude et la phase de ces composantes. Cet algorithme a été publié pour la première fois en 1957 [Goe58] par Gerald Goertzel. Son principe de fonctionnement est expliqué en détail dans [Naj11]. Il permet d'étudier le contenu harmonique du signal. Cet algorithme est particulièrement recommandé quand un signal périodique est à décomposer en un nombre restreint de sinusoides dont la fréquence est connue [Eng08] contrairement à une transformée de Fourier discrète (TFD) qui permet d'étudier toute une plage de fréquences. Dans notre cas, seules deux sinusoides sont recherchées : une à la fréquence de rotation électrique de la machine, et une seconde deux fois plus grande. Comparée à une TFD, la complexité algorithmique de l'algorithme de Goertzel est significativement plus faible, en particulier lorsque le nombre de fréquences à évaluer est petit. Les amplitudes et phases des fréquences recherchées sont facilement déduites des résultats de l'algorithme de Goertzel.

Nous rappelons que, comme pour la transformée de Fourier discrète, le nombre d'échantillons, la fréquence d'échantillonnage et la résolution fréquentielle souhaitée sont reliés par l'égalité suivante :

$$N\Delta f = f_s \quad \text{avec :} \quad \begin{array}{ll} N & : \text{ nombre de point,} \\ \Delta f & : \text{ résolution fréquentielle,} \\ f_s & : \text{ fréquence d'échantillonnage.} \end{array} \quad (4.25)$$

**Exemple 4.3.1.** Pour une vitesse de rotation de 690 rpm mécanique (environ égal à 144,51 rad/s électrique), la fréquence électrique  $f_e$  est de 23 Hz. Nous souhaitons une résolution fréquentielle  $\Delta f$  sous multiple de 23 de sorte que les fréquences d'intérêt ( $f_e$  et  $2f_e$ ) correspondent à une des fréquences calculées. Par exemple, nous choisissons une résolution fréquentielle  $\Delta f$  de 1 Hz. La fréquence d'échantillonnage et le nombre de points sont alors reliés par la condition suivante :  $f_s/N = 1$ . Attention, nous ne pouvons pas choisir une fréquence d'échantillonnage trop faible car nous devons respecter le critère de Shannon. Nous pouvons alors prendre, par exemple, 500 points avec une fréquence d'échantillonnage de 500 Hz. ■

**Exemple 4.3.2.** Pour un nombre de points égal à 500 et une fréquence d'échantillonnage de 1000 Hz, la résolution fréquentielle est de 0,5 Hz. Nous pouvons alors uniquement déterminer les amplitudes et phases des fréquences multiples de 0,5 Hz. Ce faisant, les FCEM peuvent être estimées uniquement pour des vitesses de rotation multiples de  $\pi$  rad/s. ■

La figure 4.21 montre un exemple de reconstruction du courant de court-circuit de la phase A. Les amplitudes et phases des deux fréquences d'intérêt ont été obtenues par l'algorithme de Goertzel.

### 4.3.3 Comparaison expérimentale des deux méthodes

Les deux méthodes ont été implémentées expérimentalement. Le modèle ReMa développé dans la section précédente 4.1 est considéré comme faisant référence dans les conditions expérimentales considérées. En effet, les courants étant nuls, ils ne modifient pas la magnétisation de

[3] Gerald Goertzel (Août 1919 – Juillet 2002) était un physicien théoricien américain.

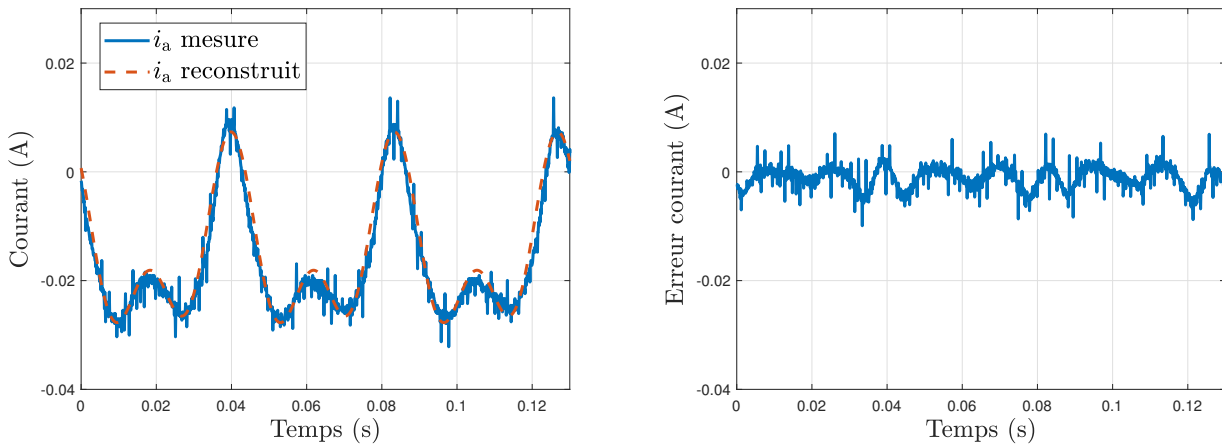


FIGURE 4.21 – Comparaison du courant de court-circuit de la phase  $A$  avec sa reconstruction par l’algorithme de Goertzel (gauche), erreur entre les signaux mesurés et reconstruits (droite)

la machine. Les résultats des deux méthodes décrites ci-dessus sont donc comparés au modèle ReMa.

La figure 4.22 montre un exemple de résultat obtenu. Dans un premier temps, la MSAP est utilisée de sorte à entrainer le rotor de la MSRV à une vitesse constante de 690 rpm mécanique. La MSRV est alors "court-circuitée" en imposant les mêmes rapports cycliques aux interrupteurs du convertisseur. Malgré l’effet du temps mort (*dead-time effect* en anglais), nous avons vérifié que le comportement est identique à celui observé lors d’un court-circuit franc. Alors, la méthode utilisant l’algorithme de Gortzel 4.3.2 est appliquée. Les amplitudes et phases des deux sinusoïdes recherchées sont enregistrées.

Ensuite, la MSRV est pilotée de sorte que les courant  $i_d$  et  $i_q$  soient régulés à une valeur nulle. L’observateur d’état 4.3.1 est alors utilisé pour estimer les FCEM. Ses résultats sont comparés aux précédents et au modèle ReMa sur la figure 4.22.

Les deux méthodes produisent des résultats cohérents tant au niveau de la forme que de l’amplitude des FCEM estimées. La méthode basée sur l’observateur est plus précise au regard des amplitudes des signaux. Ici, nous nous intéressons aux résultats obtenus en régime permanent. La dynamique de l’observateur n’a pas d’impact particulier sur nos résultats.

#### 4.3.4 Discussions et perspectives

L’observateur de FCEM nécessite d’avoir accès à la fois aux courants et aux tensions. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont mesurés. Les tensions  $v_d$  et  $v_q$  sont quant à elles ni estimées ni mesurées. Nous considérons que les tensions calculées par notre algorithme de commande sont réellement appliquées à la machine. Cependant, plusieurs phénomènes peuvent faire différer les commandes théoriques (calculées par nos algorithmes de contrôle) des commandes réelles (celles appliquées à la machine). Nous pouvons mentionner par exemple les temps morts du convertisseur [Pel10; Cho96] et les chutes de tension le long des câbles. En outre, les saturations des rapports cycliques sont tout particulièrement non souhaitables. Ces phénomènes apparaissent lorsque l’on souhaite appliquer des tensions supérieures à celles autorisées par le bus DC et la méthode de MLI choisie.

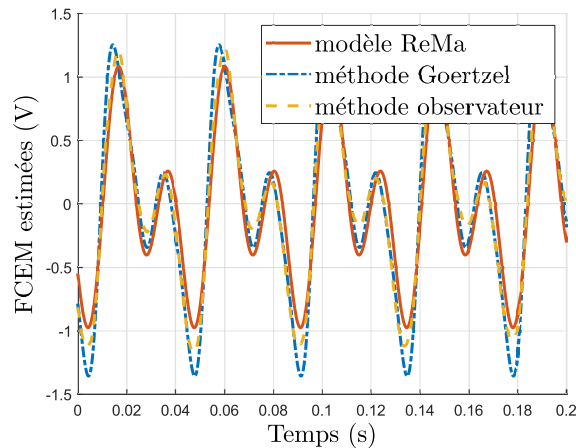


FIGURE 4.22 – Comparaison des deux méthodes d'estimation de FCEM et du modèle ReMa

Il faut prendre garde à utiliser la commande réelle dans l'observateur de FCEM. Nous avons remarqué expérimentalement que, lorsque la tension DC est faible, les résultats de l'observateur ne sont pas satisfaisants.

L'estimateur basé sur l'algorithme de Goertzel est difficilement utilisable en fonctionnement normal de la machine. Nous avons essayé expérimentalement d'introduire un court-circuit de durée négligeable lors du fonctionnement normal de la machine. Cependant, le transitoire des courants qui circulent dans la machine avant le court-circuit nous impose une durée de court-circuit minimale.

Un autre point négatif de cette méthode est sa complexité algorithmique. En effet, bien qu'un nombre limité d'opérations soit effectué par échantillon, le nombre d'échantillons étant important, la complexité globale peut poser des problèmes d'implémentation en temps réel. Nous pouvons réduire la complexité en estimant uniquement un des trois courants de court-circuit et en déduisant les autres courants en déphasant les composantes de plus ou moins  $2\pi/3$ . La complexité peut aussi être diminuée par un choix judicieux de la fréquence d'échantillonnage et du nombre de points. Il ne reste que l'estimation des FCEM n'est pas faite en permanence mais plutôt ponctuellement. De ce fait, même si elle demande une grande puissance de calcul, elle est rarement exécutée. Ainsi, sa fréquence d'exécution peut être choisie très faible. Dans ce cas, elle n'aura que peu d'influence sur la complexité algorithmique moyenne de l'ensemble de l'algorithme de contrôle.

Un point positif notable de cette méthode est qu'elle fonctionne même lorsque la tension DC est très faible. De plus, en comparaison à un observateur linéaire, le réglage de la seconde méthode est plus simple. Aussi, avec cette méthode, il n'y a pas de risque d'instabilité.

Le tableau 4.1 récapitule les avantages et inconvénients de chaque méthode.

Enfin, nous avons essayé de réaliser des compensations de FCEM pour des courants  $i_d$  et  $i_q$  non centrés en zéro. Les résultats obtenus ne sont pas satisfaisants et ne sont donc pas présentés dans ce manuscrit. Une des raisons pouvant expliquer ce défaut est la variation des FCEM avec les courants. Ce point a déjà été discuté dans la section précédente. Nous présentons sur la figure 4.23 des résultats d'observation de la FCEM de la phase A avant, pendant et après

Méthode	Avantages	Limites
Observateur	facilement adaptable applicable à courant non nul	non utilisable à tension nulle
Goertzel	utilisable à tension nulle moins de risque d'instabilité	complexité algorithmique adaptation fastidieuse si changement de vitesse

TABLEAU 4.1 – Récapitulatif des avantages et limites des deux méthodes d'estimation des FCEM

qu'un échelon de courant  $i_d = i_q = 1,5$  A ait été injecté dans la machine.

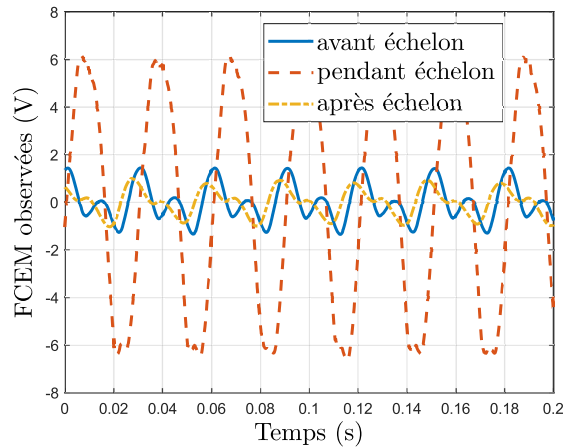


FIGURE 4.23 – Comparaison des FCEM observées avant, pendant et après un échelon de courant

La FCEM a largement changé suite à l'échelon de courant. Pendant l'échelon de courant, elle est très probablement surévaluée. Son amplitude est plus de trois fois supérieure à celle avant l'échelon. Sa forme se rapproche fortement d'une sinusoïde. Nous pensons que ces erreurs d'observation proviennent de la variation des inductances de la machine. Nous avons montré dans le chapitre 2 que le phénomène de saturation magnétique peut largement modifier leurs valeurs.

## 4.4 Effets de l'aimantation rémanente de la MSR<sub>V</sub>

### 4.4.1 Effets sur la commande de la MSR<sub>V</sub>

Du point de vue de la commande, les FCEM de la MSR<sub>V</sub> produisent des perturbations à rejeter. En effet, les contrôleurs de courant sont généralement synthétisés en négligeant ces FCEM. De même, la commande de vitesse ne prend pas en compte le couple d'aimantation.



Ainsi, les correcteurs doivent être suffisamment robustes pour rejeter les perturbations créées par les FCEM.

Les perturbations générées par les FCEM ont des effets néfastes sur le fonctionnement de la machine. En particulier, les FCEM créent des ondulations de courant non souhaitables. Nous proposons de compenser les FCEM via la commande et d'en étudier l'effet sur les ondulations de courant. Les estimations des FCEM, dont deux méthodes pour les déterminer ont été présentées à la section 4.3, peuvent être utilisées pour compenser les ondulations de courant provoquées par ces dernières. Pour réaliser cette compensation, nous utilisons une boucle de compensation par anticipation (*feed-forward loop* en anglais).

Un état de l'art portant sur les méthodes d'estimation des erreurs de modélisation et leur prise en compte dans la commande est proposé dans [Che15]. Une de ces méthodes a été appliquée au cas du contrôle d'une MSRv dans [Sca19a].

Les équations de la MSRv avec prise en compte des FCEM ont été données dans la section 4.1. Elles sont rappelées ici, d'abord dans le domaine triphasé, puis dans le domaine de Park.

### Compensation en (a,b,c)

Nous réécrivons ici le modèle électrique de la MSRv avec prise en compte des FCEM (cf. (4.7)) :

$$L_{abc} \frac{di_{abc}}{dt} = v_{abc} - R_s i_{abc} - \frac{dL_{abc}}{dt} i_{abc} - e_{abc,tot}. \quad (4.26)$$

Nous décomposons les commandes  $v_{abc}$  en deux termes. Le premier est le terme de compensation, noté  $v_{abc}^{ff}$ . Il permet de compenser les effets des FCEM. Il est idéalement égal aux FCEM. Le second est le terme de contrôle noté  $v_{abc}^*$ . Il correspond à la sortie d'un correcteur synthétisé en négligeant les FCEM. Finalement, nous avons :  $v_{abc} = v_{abc}^{ff} + v_{abc}^*$ . L'équation précédente se réécrit alors :

$$L_{abc} \frac{di_{abc}}{dt} = v_{abc}^* - R_s i_{abc} - \frac{dL_{abc}}{dt} i_{abc} - e_{abc,tot} + v_{abc}^{ff}. \quad (4.27)$$

### Compensation dans le domaine de Park

Dans le domaine de Park, les équations électriques de la MSRv avec prise en compte des FCEM sont rappelées ici :

$$L_{dq0} \frac{di_{dq0}}{dt} = v_{dq0} - R_s i_{dq0} + \omega_e \tilde{\mathfrak{J}} L_{dq0} i_{dq0} + p_{dq0}, \quad \text{avec : } \tilde{\mathfrak{J}} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.28)$$

où  $p_{dq0}$  est un vecteur dont les composantes sont les perturbations causées par les FCEM. À savoir :  $\bar{p}_d + \tilde{p}_d$ ,  $\bar{p}_q + \tilde{p}_q$  et 0. Comme précédemment, nous décomposons les commandes  $v_d$  et  $v_q$  en un terme de compensation noté avec un exposant ff et un terme de contrôle noté avec un

exposant \*. Alors, nous écrivons :

$$L_{dq0} \frac{di_{dq0}}{dt} = v_{dq0}^* - R_s i_{dq0} + \omega_e \mathfrak{J} L_{dq0} i_{dq0} + p_{dq0} + v_{dq0}^{ff}, \quad \text{avec : } \mathfrak{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.29)$$

Idéalement, les termes de compensation sont égaux aux FCEM, c'est-à-dire à l'opposé des perturbations  $p_{dq0}$ .

Les schémas de commande sont donnés à la figure 4.24. Les boucles de compensation par anticipation peuvent être activées ou désactivées à travers l'ouverture ou la fermeture des commutateurs "sw". Les termes de compensation sont alors soit nuls soit égaux aux estimations des FCEM.

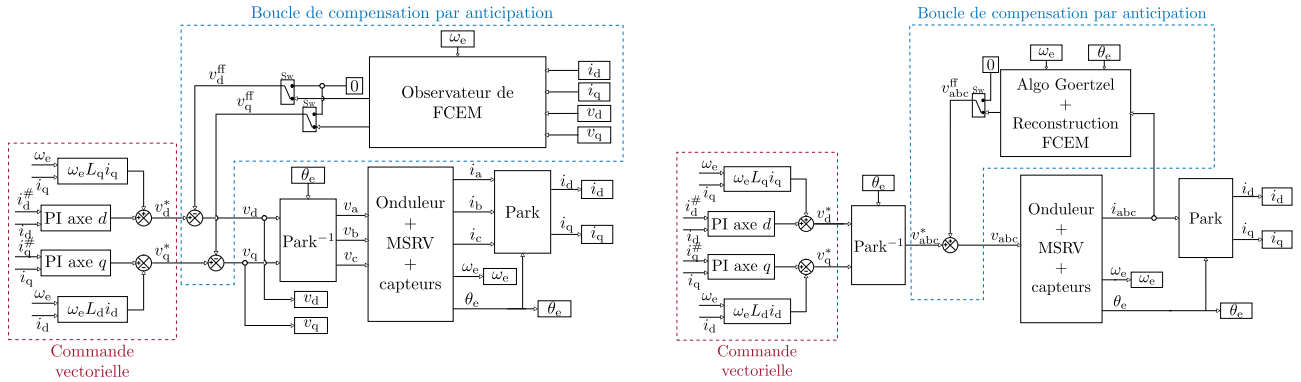


FIGURE 4.24 – Schémas de commande de la compensation avec observateur (gauche) et algorithme de Goertzel (droite)

## Résultats expérimentaux et comparaison

Nous avons réalisé expérimentalement les compensations de FCEM. Ces expériences ont été réalisées autour d'un point de fonctionnement correspondant à des courants nuls. Les résultats de ces compensations sont présentés sur la figure 4.25. Les zones marquées en bleu et rouge correspondent aux moments où les compensations par anticipation ont été activées. Plus précisément, dans les zones bleues, la compensation a été réalisée à partir des FCEM estimées par la méthode faisant intervenir l'algorithme de Goertzel. Les zones rouges correspondent quant à elles à un fonctionnement avec une compensation basée sur l'estimation des FCEM à partir de l'observateur.

Sur ces deux résultats d'expériences, nous remarquons que les oscillations de courant sont plus prononcées pour le courant  $i_q$  que pour le courant  $i_d$ . Cela s'explique par le fait que l'inductance  $L_q$  est plus faible que  $L_d$ . Ainsi, elle tend moins à lisser le courant.

Nous remarquons aussi que l'amplitude des oscillations de courant varie avec la vitesse, ce qui est attendu. En effet, les amplitudes des FCEM sont proportionnelles à la vitesse. Ainsi, lorsque cette dernière augmente, les effets néfastes des FCEM augmentent également. De

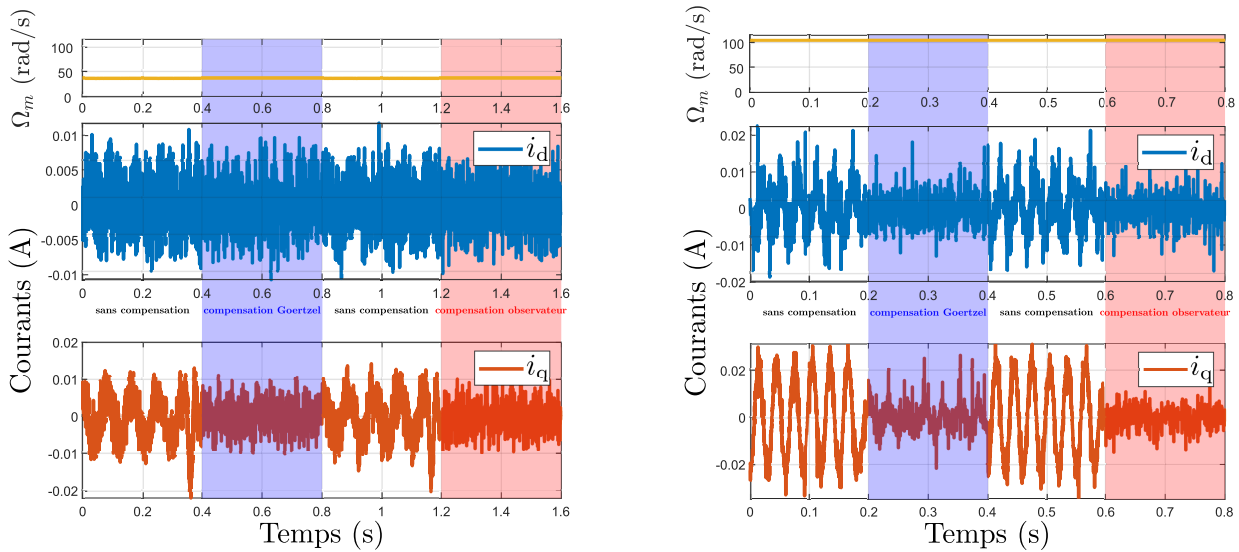


FIGURE 4.25 – Résultats des compensations de FCEM à 350 rpm (gauche) et 1000 rpm (droite) sans compensation (zones blanches), avec compensation à partir de l’observateur (zones rouges) et à partir de l’algorithme de Goertzel (zones bleues)

plus, lorsque la vitesse augmente, les fréquences des FCEM augmentent. Alors les rejets de perturbations intrinsèques des correcteurs de courant sont moins efficaces.

Nous remarquons enfin que la compensation produit des résultats notables sur les deux axes, en particulier à 1000 rpm. La méthode basée sur l’observateur est plus efficace pour la compensation des perturbations. C’est d’autant plus remarquable sur l’axe  $q$  à 1000 rpm.

#### 4.4.2 Effets sur la mesure d’inductance

Un effet particulièrement remarquable est l’influence de la magnétisation sur l’estimation des inductances par la méthode de l’échelon de tension. Nous avons réalisé plusieurs mesures de l’inductance de la phase  $A$  lorsque le rotor était à une position fixe. La méthode utilisée est la même que celle présentée dans la section 2.1.2. Elle consiste à imposer un échelon de tension sur la phase  $A$  et à étudier la réponse du courant. Grâce à cette dernière, les valeurs de l’inductance et de la résistance peuvent être calculées. Des résultats des réponses en courants et de leurs approximations (notées "fitting" sur les courbes) sont présentés sur les graphes de la figure 4.26. Les formes de courants sont très semblables à des réponses du premier ordre. Aucune marque de saturation magnétique n’est visible de manière évidente. Seule la magnétisation de la machine a été modifiée entre chaque essai. Il est alors important d’enregistrer l’historique magnétique de la machine. Le tableau 4.2 détaille cet historique. Les mesures ont été réalisées dans l’ordre croissant. Deux essais identiques sont répétés avant de modifier la magnétisation. Les modifications de magnétisation sont représentées par les lignes horizontales centrées dans le tableau. Les résultats d’estimation sont indiqués pour chaque mesure.

**Exemple 4.4.1.** Avant la mesure 3, un courant  $i_d = -3$  A a été injecté dans la machine dans le but de modifier sa magnétisation. Lors de la mesure 3, une tension de  $V_{an}$  de 4 V a été appliquée à la phase  $A$  de la machine. Cette tension a donné lieu à un courant d’environ 1,4 A (voir figure 4.26). Ce dernier a un effet (non souhaité) sur la magnétisation de la machine. Le courant

#### 4.4. Effets de l'aimantation rémanente de la MSR

est ramené à zéro puis la mesure 4 est réalisée en imposant un second échelon de 4 V (sans changement volontaire de magnétisation entre les deux échelons). Enfin, un courant  $i_d = 3$  A est injecté dans la machine dans le but d'en modifier la magnétisation en prévision de la mesure 5. ■

Courant magnétisant	Échelon tension	Numéro de mesure	Estimation $R_s$	Estimation $L_a$
$i_d = 3$ A	$V_{an} = 4$ V	mesure 1	2,736 $\Omega$	234,3 mH
$\emptyset$	$V_{an} = 4$ V	mesure 2	2,737 $\Omega$	231,1 mH
$i_d = -3$ A	$V_{an} = 4$ V	mesure 3	2,751 $\Omega$	256,1 mH
$\emptyset$	$V_{an} = 4$ V	mesure 4	2,751 $\Omega$	223,4 mH
$i_d = 3$ A	$V_{an} = 1$ V	mesure 5	2,712 $\Omega$	195,6 mH
$\emptyset$	$V_{an} = 1$ V	mesure 6	2,782 $\Omega$	191,9 mH
$i_d = -3$ A	$V_{an} = 1$ V	mesure 7	2,769 $\Omega$	248,4 mH
$\emptyset$	$V_{an} = 1$ V	mesure 8	2,773 $\Omega$	190,8 mH

TABLEAU 4.2 – Détail de l'historique magnétique de la machine lors des mesures d'inductances, estimations de la résistance et de l'inductance de chaque essai

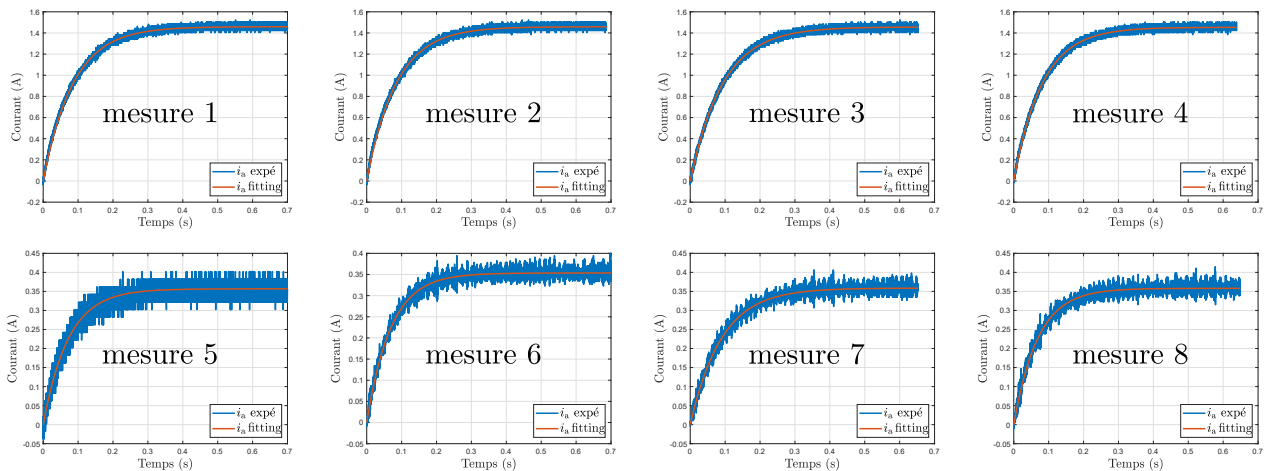
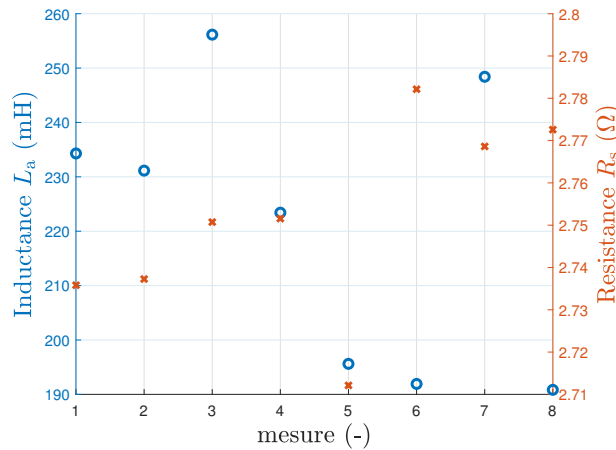


FIGURE 4.26 – Mesures et approximations des courants  $i_a$  lorsque la phase  $A$  est soumise à un échelon de tension (4 V ligne supérieure, 1 V ligne inférieure)

La figure 4.27 montre les résultats d'estimation de l'inductance  $L_a$  et de la résistance  $R_s$  à partir des approximations des réponses en courant (les résultats sont également dans le tableau 4.2). La position étant la même pour les différentes mesures, nous nous attendons à obtenir des valeurs d'inductance très proches.

Les estimations de la valeur de la résistance  $R_s$  sont peu dispersées. La dispersion correspond à la différence entre les valeurs maximales et minimales. Nous calculons une résistance moyenne de 2,7514  $\Omega$  et une dispersion de 0,0700  $\Omega$ , soit environ 2,55%.


 FIGURE 4.27 – Résultats de mesure de l'inductance  $L_a$  et de la résistance  $R_s$  pour  $\theta_e = 0$  rad

Pour ce qui est de l'inductance  $L_a$ , les valeurs sont beaucoup plus dispersées. Nous calculons une inductance moyenne de 221,5 mH et une dispersion de 65,3 mH soit presque 30%. Cette dispersion est trop importante pour être causée par des bruits de mesure. En plus de cette dispersion, nous remarquons que la mesure d'inductance n'est pas répétable (au sens de la répétition de plusieurs mesures à la suite) puisqu'elle peut modifier l'état magnétique de la machine. En particulier, les mesures 7 et 8 renvoient des valeurs d'inductance très différentes alors qu'elles ont été faites l'une à la suite de l'autre.

Les figures suivantes visent à expliquer certains des résultats de mesure obtenus expérimentalement. Bien que ressemblantes, ces figures ne correspondent pas à proprement parler au cycle d'hystérésis du matériau ferromagnétique qui compose la machine. Il s'agit de cycles avec un point de vue fonctionnel qui prend en compte la machine dans son entièreté. Contrairement à un cycle d'hystérésis classique (relation induction-excitation), nous représentons ici les relations flux-courant. Ces relations font également apparaître un cycle d'hystérésis, provenant de l'hystérésis magnétique de la machine.

La figure 4.28 représente schématiquement les historiques magnétiques de la phase  $A$  de la machine lors des mesures 1 et 5. Pour ces deux mesures, la machine est initialement magnétisée avec un courant de 3 A. Ce courant est suffisant pour saturer le matériau. Suite à cette magnétisation, le courant est ramené à zéro. Le point de fonctionnement de la machine correspond alors à l'intersection entre l'enveloppe extérieure du cycle d'hystérésis du matériau et la droite verticale correspondant à un courant nul. Ce point initial est identique pour les deux mesures car la procédure de magnétisation est la même. Il est noté  $i$  sur la figure. À partir de ce point  $i$ , un échelon de tension est appliqué à la phase  $A$  de la machine. Il en résulte un courant en régime permanent noté  $I_1$  pour la mesure 1 et  $I_5$  pour la mesure 5. La trajectoire suivie par le point de fonctionnement dans le plan courant-flux relie le point  $i$  à l'extrémité du cycle d'hystérésis. Cette même trajectoire est suivie lors des deux mesures, les points finaux (notés  $f_1$  pour la mesure 1 et  $f_5$  pour la mesure 5) correspondent aux intersections entre cette trajectoire et les droites verticales passant par  $I_1$  et  $I_5$ . Les inductances mesurées correspondent alors aux pentes entre les points  $i$  et  $f_1$  ou  $f_5$ . Ces pentes ne sont pas les mêmes à cause du phénomène d'hystérésis. Plus précisément, l'inductance  $L_5$  est inférieure à l'inductance  $L_1$ .

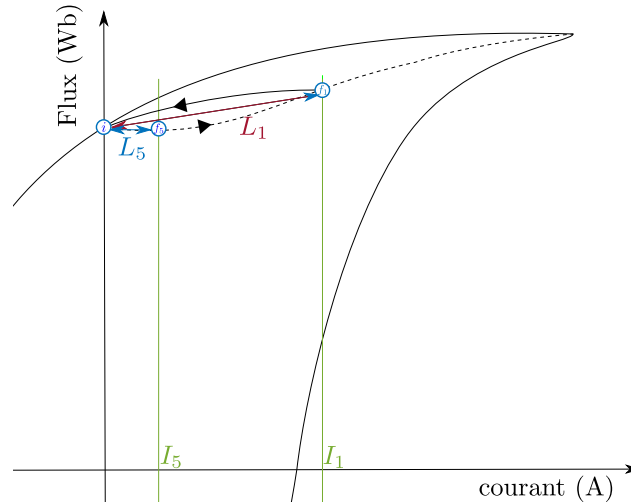


FIGURE 4.28 – Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase  $A$  lors des mesures 1 et 5

La figure 4.29 représente schématiquement les historiques magnétiques de la phase  $A$  de la machine lors des mesures 3 et 4. Ces deux mesures ont été réalisées à la suite. La machine est initialement magnétisée avec un courant de  $-3$  A. Ce courant est suffisant pour saturer le matériau. Suite à cette magnétisation, le courant est ramené à zéro. Le point de fonctionnement de la machine correspond alors à l'intersection entre l'enveloppe extérieure du cycle d'hystérésis du matériau et la droite verticale passant par  $0$  A. Contrairement au cas précédent, ce point n'est pas le même pour les deux mesures. Nous notons  $i_3$  le point initial de la mesure 3. À partir de ce point  $i_3$ , un échelon de tension est appliqué à la phase  $A$  de la machine. Il en résulte un courant en régime permanent noté  $I_3$ . Le point final de la mesure 3 (noté  $f$ ) correspond à l'intersection entre l'enveloppe basse extérieure du cycle d'hystérésis et la droite verticale passant par  $I_3$ . L'inductance  $L_3$  correspond à la pente entre les points  $i_3$  et  $f$ . Suite à la mesure 3, le courant est ramené à zéro. La trajectoire suivie relie le point  $f$  à l'extrémité basse de l'enveloppe extérieure du cycle d'hystérésis. Le système se stabilise au point (noté  $i_4$ ) correspondant à l'intersection entre la trajectoire décrite précédemment et la droite de charge représentée en rouge. Alors, un second échelon de tension est appliqué pour réaliser la mesure 4. La trajectoire suivie, du fait du phénomène d'hystérésis, relie les points  $i_4$  et  $f$ . Le point final, atteint en régime permanent, correspond à l'intersection entre cette trajectoire et la droite verticale passant par  $I_3$ . Ce point est confondu avec le point  $f$ . L'inductance  $L_4$  correspond à la pente entre les points  $i_4$  et  $f$ . Nous remarquons alors que l'inductance  $L_4$  est sensiblement plus faible que  $L_3$ .

Enfin, la figure 4.30 représente schématiquement les historiques magnétiques de la phase  $A$  de la machine lors des mesures 7 et 8. Ces deux mesures ont été réalisées à la suite. La machine est initialement magnétisée avec un courant de  $-3$  A. Ce courant est suffisant pour saturer le matériau. Suite à cette magnétisation, le courant est ramené à zéro. Le point de fonctionnement de la machine correspond alors à l'intersection entre l'enveloppe extérieure du cycle d'hystérésis du matériau et la droite verticale passant par  $0$  A. Nous notons  $i_7$  le point initial de la mesure 7.

*Remarque 4.4.1.* Ce point initial est confondu avec le point  $i_3$  introduit au paragraphe précédent.  $\lrcorner$

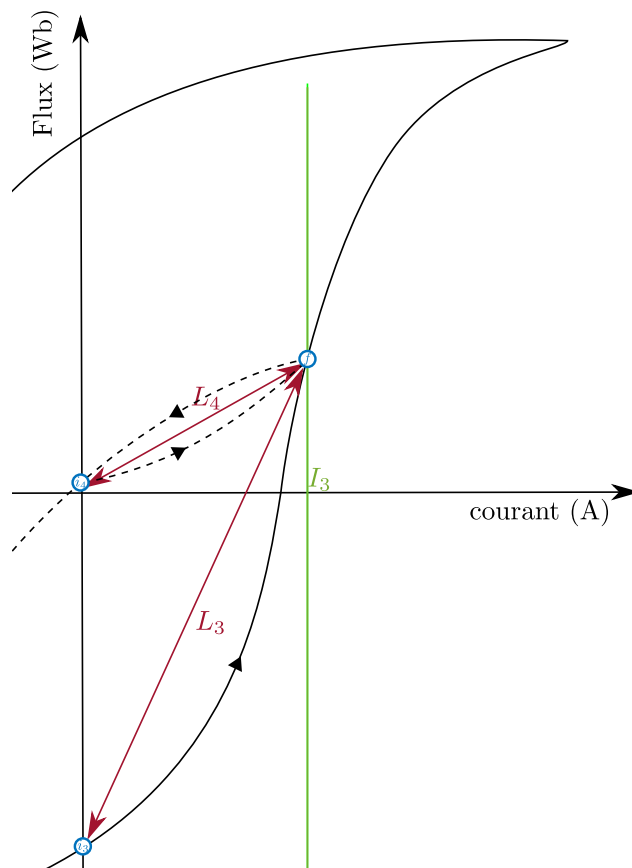


FIGURE 4.29 – Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase A lors des mesures 3 et 4

À partir de ce point  $i_7$ , un échelon de tension est appliqué à la phase  $A$  de la machine. Il en résulte un courant en régime permanent noté  $I_7$ . Le point final de la mesure 7 (noté  $f_7$ ) correspond à l'intersection entre l'enveloppe basse extérieure du cycle d'hystérésis et la droite verticale passant par  $I_7$ . L'inductance  $L_7$  correspond à la pente entre les points  $i_7$  et  $f_7$ . Suite à la mesure 7, le courant est ramené à zéro. La trajectoire suivie relie le point  $f_7$  à l'extrémité inférieure du cycle d'hystérésis. Comme précédemment, le point atteint (noté  $i_8$ ) correspond à l'intersection entre cette trajectoire et la droite verticale passant par 0 A. Une fois au point  $i_8$ , un échelon de tension identique au précédent est appliqué. La trajectoire relie le point  $i_8$  au point  $f_8$ . L'inductance  $L_8$  correspond à la pente entre ces deux points. Elle est alors plus faible que  $L_7$ .

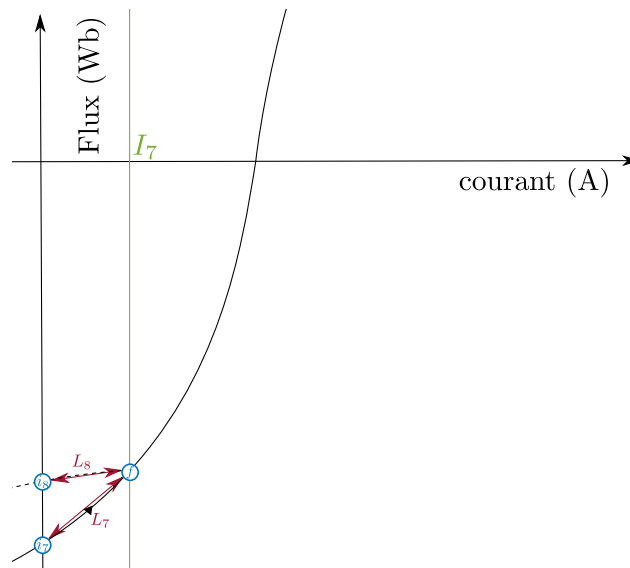


FIGURE 4.30 – Représentation schématique de l'historique magnétique de la phase  $A$  lors des mesures 7 et 8

### Détermination expérimentale d'un cycle d'hystérésis de la machine

Nous avons précédemment constaté que le phénomène de magnétisation/démagnétisation suit un effet mémoire important en raison de l'hystérésis du matériau. Nous proposons ici deux méthodes pour visualiser ce cycle d'hystérésis directement sur la machine. Ce cycle n'est pas à proprement parler le cycle d'hystérésis du matériau ferromagnétique qui compose la machine mais un cycle avec un point de vue fonctionnel qui prend en compte la machine dans son entièreté.

Pour la première méthode appliquée, le rotor de la machine est positionné de sorte que la direction  $d$  du rotor soit en face de la phase  $A$  du stator. Ensuite, une tension sinusoïdale ( $\pm 20$  V, 1 Hz) est appliquée à la phase  $A$  de la machine (entre phase et neutre). Les deux autres phases de la machine sont en circuit ouvert de sorte qu'aucun courant ne puisse y circuler. Cette méthode consiste à mesurer à la fois la tension  $v_{an}$  et le courant  $i_a$ . Le flux  $\lambda_a$  est déduit de la loi des nœuds :

$$v_{an} = R_s i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \Rightarrow \lambda_a = \int (v_{an} - R_s i_a) dt. \quad (4.30)$$

Cette méthode est sensible à la valeur de la résistance  $R_s$ , notamment lorsque la fréquence



des signaux est faible. Nous l'avons appliquée pour une résistance de valeur  $R_s = 2.66 \Omega$ . Les résultats de cette méthode sont représentés par la courbe "méthode 1" de la figure 4.31.

Pour palier le problème de sensibilité à la résistance  $R_s$ , nous avons utilisé une seconde méthode. La tension mesurée n'est plus  $v_{an}$  mais les tensions induites  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$ . Comme les phases *B* et *C* ne sont parcourues par aucun courant, la mesure du flux n'est plus sensible à leurs résistances. Nous reconstruisons le flux de la phase *A* à partir des mesures des flux sur les deux autres phases en considérant un flux de fuite nul. Cette seconde méthode est, de fait, sensible aux fuites magnétiques. La somme des flux étant nulle, nous écrivons :

$$\lambda_a = -\lambda_b - \lambda_c = -\int v_{bn} dt - \int v_{cn} dt. \quad (4.31)$$

Les résultats de cette deuxième méthode sont représentés par la courbe "méthode 2" de la figure 4.31.

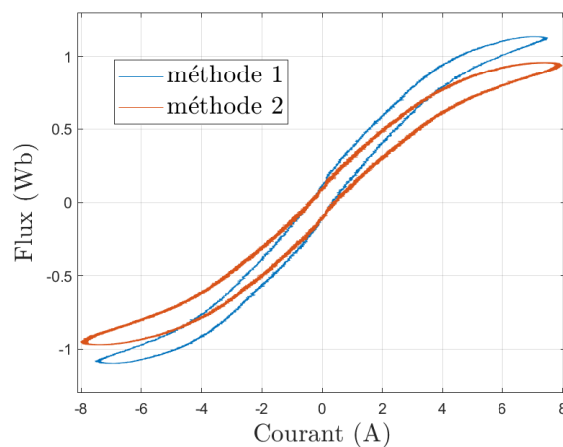


FIGURE 4.31 – Mesures expérimentales du cycle d'hystérésis de la phase *A* de la machine lorsque  $\theta_e = 0$  rad

Les deux méthodes renvoient des résultats cohérents. Pour un courant donné, le flux calculé avec la seconde méthode est le plus faible en valeur absolue. L'écart entre les deux courbes se remarque d'autant plus que la valeur du courant est importante. Cela s'explique par la sensibilité de la seconde méthode aux fuites magnétiques. Ces dernières sont plus importantes lorsque le matériau sature.

*Remarque 4.4.2.* La valeur de la résistance  $R_s$  a été choisie de sorte que les flux rémanents (à courant nul) soient similaires. Le flux magnétique étant faible à cette abscisse, l'effet des fuites magnétiques devrait être négligeable. ┘

*Remarque 4.4.3.* Lors du traitement des mesures, une attention particulière doit être portée à l'erreur de dérive de l'intégrateur (causée par l'intégration d'une petite valeur constante). De même, il faut vérifier que la valeur moyenne du flux soit nulle sur une période électrique. Ceci est réalisé lors du traitement des mesures. Dans un premier temps, nous avons retiré la dérive de l'intégrateur en retranchant la potentielle évolution linéaire (repérée avec les extrema du flux). Puis nous avons retiré la valeur moyenne de sorte que le flux soit centré en zéro. ┘

Les mêmes mesures ont été effectuées lorsque le rotor était positionné à  $\pi/2$  rad électrique. Dans cette disposition, l'axe  $q$  est placé face à l'enroulement de la phase  $A$ . La figure 4.32 synthétise l'ensemble des mesures effectuées.

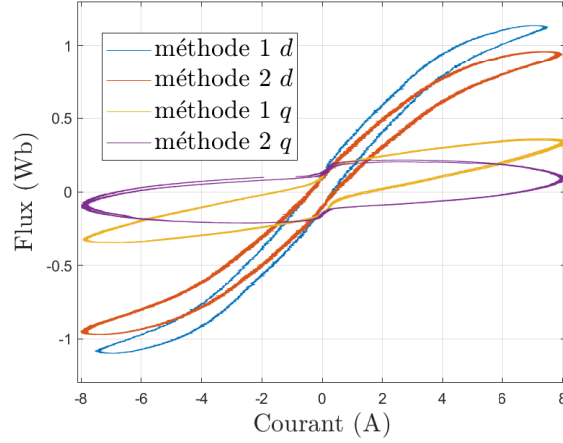


FIGURE 4.32 – Mesures expérimentales du cycle d'hystérésis de la phase  $A$  de la machine lorsque  $\theta_e = 0$  rad et  $\theta_e = \pi/2$  rad

Comme précédemment, du fait des fuites magnétiques, la méthode 2 a tendance à sous-estimer le flux magnétique. Nous pouvons remarquer que lorsque le courant est proche de 0 A, les quatre cycles sont presque superposés. Ils ont notamment des pentes très similaires. Cela provient des ponts magnétiques des barrières de flux. Ces dernières ont fait l'objet d'une discussion au paragraphe 2.5.3.

La courbe "méthode 2" semble peu fiable. En effet, pour un courant de 8 A, le flux augmente alors que le courant diminue. La méthode 2 repose sur l'hypothèse de flux de fuite négligeable. Cette hypothèse est forte lorsque le rotor est positionné de sorte que l'axe  $q$  soit face à la phase  $A$ . Dans cette configuration, l'entrefer est important et, de fait, les fuites magnétiques aussi.

Même si l'analyse des deux méthodes reste qualitative du fait des approximations nécessaires à leur application, elles mettent clairement en évidence le cycle d'hystérésis de la machine et donnent des ordres de grandeurs cohérents.

### 4.4.3 Effets sur le couple

L'aimantation rémanente a aussi un effet sur le couple produit par la MSR/V. À partir du modèle électrique (4.9) et en réalisant un bilan de puissance similaire à celui proposé dans la section 2.3.3, l'expression du couple est obtenue.

$$\Gamma_{em} = \overbrace{n_{pp} (L_d - L_q) i_d i_q}^{\text{Couple réductant}} + \overbrace{n_{pp} (k_d i_d + k_q i_q)}^{\text{Couple d'aimantation}}. \quad (4.32)$$

Les variables  $k_d$  et  $k_q$  sont définies comme :

$$\begin{aligned} k_d \omega_e &= -e_d, \\ k_q \omega_e &= -e_q, \end{aligned} \quad (4.33)$$

avec  $e_d$  et  $e_q$  définies à l'équation (4.9). La présence de magnétisation rémanente ajoute un terme appelé "couple d'aimantation" à l'expression du couple. Ce couple d'aimantation est similaire à celui présent dans une MSAP. Il résulte du désalignement de l'aimantation rémanente avec le champ magnétique créé par les bobinages.

*Remarque 4.4.4.* Si le terme  $k_d$  est nul, alors l'expression du couple (4.32) est identique à celle d'une MSAP à pôles saillants. Si de plus, les inductances  $L_d$  et  $L_q$  sont égales, nous retrouvons l'expression du couple d'une MSAP à pôles lisses.  $\square$

Une analyse sommaire de l'équation (4.32) indique que le couple d'aimantation est prépondérant à faible courant. Il est en revanche négligeable à plus fort courant. En effet, une linéarisation du couple total produit par la MSRV autour d'un point de fonctionnement quelconque  $i_d \approx i_d^*$  et  $i_q \approx i_q^*$  s'écrit :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{em} &\underset{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}}{\sim} \Gamma_{em}(i_d^*, i_q^*) + \left. \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial i_d} \right|_{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}} (i_d - i_d^*) + \left. \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial i_q} \right|_{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}} (i_q - i_q^*), \\
 &\underset{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}}{\sim} \Gamma_{em}(i_d^*, i_q^*) + n_{pp}(L_d - L_q)(i_d^* i_q + i_d i_q^*) + n_{pp}(k_d i_d + k_q i_q) \\
 &\quad - i_d^* n_{pp}((L_d - L_q) i_q^* + k_d) - i_q^* n_{pp}((L_d - L_q) i_d^* + k_q), \\
 &\underset{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}}{\sim} n_{pp}(L_d - L_q) (i_q^* i_d + i_d^* i_q) + n_{pp}(k_d i_d + k_q i_q).
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

En linéarisant autour du point  $i_d = i_q = 0$  A, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{em} &\underset{\substack{i_d = 0 \\ i_q = 0}}{\sim} \left. \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial i_d} \right|_{\substack{i_d = 0 \\ i_q = 0}} i_d + \left. \frac{\partial \Gamma_{em}}{\partial i_q} \right|_{\substack{i_d = 0 \\ i_q = 0}} i_q, \\
 &\underset{\substack{i_d = 0 \\ i_q = 0}}{\sim} \underbrace{n_{pp}(k_d i_d + k_q i_q)}_{\text{Couple d'aimantation}}.
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

Nous rappelons, en plus de cette analyse, que la différence d'inductance ( $L_d - L_q$ ) est faible lorsque les ponts magnétiques ne sont pas saturés (cf. 2.5). Ainsi, à faible courant, l'effet de la magnétisation rémanente ne peut pas être négligé. Elle joue un rôle majeur dans le comportement de la MSRV à faible courant.

Lorsque le niveau de courant vient à augmenter, le couple réductant devient prépondérant. En effet, l'approximation linéaire de l'expression (4.36) peut se réécrire en factorisant l'expression par les courants  $i_d$  et  $i_q$  :

$$\Gamma_{em} \underset{\substack{i_d = i_d^* \\ i_q = i_q^*}}{\sim} n_{pp} \left[ (L_d - L_q) i_d^* + k_q \right] i_q + n_{pp} \left[ (L_d - L_q) i_q^* + k_d \right] i_d. \tag{4.36}$$

Il y a alors une compétition entre les termes  $(L_d - L_q) i_d^*$  et  $k_q$  en facteur du courant  $i_q$ . Lorsque le courant  $i_d^*$  considéré augmente, le premier terme devient prépondérant. Le couple réductant

est alors négligeable. La même analyse est réalisable pour les deux termes en facteur du courant  $i_d$ . De plus, du fait de l'utilisation de matériaux ferromagnétiques doux, la magnétisation rémanente de la MSR change facilement. En particulier, elle a tendance à s'aligner avec le champ magnétique produit par les enroulements. Si le champ magnétique est suffisamment intense, l'aimantation du fer change de direction au sein même du matériau. En d'autres termes, ce n'est plus le fer qui s'aligne mais l'aimantation du fer. Une fois l'aimantation alignée avec les champs, le couple produit par leur interaction est nul. Finalement, avec l'augmentation du niveau de courant, l'effet du couple d'aimantation devient progressivement négligeable.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité de la modélisation des forces contre électromotrices causées par l'aimantation rémanente des machines synchrones à réluctance variable. La modélisation proposée présente les avantages d'être analytique et dynamique. En ce sens, les équations sont sous forme adaptée à l'utilisation des outils de l'automatique.

La modélisation a été comparée à des relevés expérimentaux. Il en résulte que le modèle proposé permet de reproduire fidèlement les forces contre électromotrices mesurables sur une machine synchrone à réluctance variable.

Ensuite, basé sur le modèle développé, nous avons proposé deux méthodes complémentaires permettant d'estimer les forces contre électromotrices de la machine. Ces deux méthodes présentent l'avantage de ne pas nécessiter de matériel particulier en plus de celui classiquement utilisé pour piloter une machine électrique.

Enfin les effets des forces contre électromotrices ont été discutés. En particulier, nous avons traité de l'effet sur le couple produit par la machine. Cet effet sur le couple est fondamental pour expliquer le phénomène de montée en tension d'une génératrice synchrone à réluctance variable. Ce mode de fonctionnement est le sujet du chapitre suivant.



# Chapitre 5

## Utilisation d'une MSR<sub>V</sub> dans une application de génération de tension continue

### Sommaire

---

<b>Introduction</b> . . . . .	<b>130</b>
<b>5.1 Présentation du système et objectifs</b> . . . . .	<b>131</b>
5.1.1 Analyses du système considéré . . . . .	132
<b>5.2 Problématique de la montée en tension de la MSR<sub>V</sub> génératrice</b> .	<b>137</b>
5.2.1 Analyse du couple dans le cas $\Omega > 0$ , $i_d = -i_q$ sous l'hypothèse d'inductances constantes . . . . .	138
5.2.2 Procédure de montée en tension contrôlée . . . . .	139
5.2.3 Résultats expérimentaux de la montée en tension contrôlée d'une MSR <sub>V</sub> en fonctionnement générateur . . . . .	141
5.2.4 Pistes d'amélioration de la montée en tension . . . . .	144
<b>5.3 Problématique de la commande de la MSR<sub>V</sub> utilisée en génératrice</b>	<b>145</b>
5.3.1 Observateur de charge . . . . .	145
5.3.2 Contrôleur de tension basé sur un observateur non linéaire de charge .	150
5.3.3 Implémentation expérimentale d'une première loi de commande . . . .	152
5.3.4 Pistes d'amélioration pour la stratégie de commande proposée . . . . .	153
<b>5.4 Perspectives de commande d'une MSR<sub>V</sub> génératrice déconnectée     du réseau électrique</b> . . . . .	<b>154</b>
<b>Conclusion</b> . . . . .	<b>159</b>

---

## Introduction

Les travaux présentés dans ce chapitre reposent largement sur les résultats obtenus au chapitre précédent.

- Dans la section 5.1, nous présentons en détail le système que nous considérons. Nous explicitons aussi l'objectif du chapitre qui est de réussir à piloter la tension du bus continu. De plus, nous analysons le système et établissons des conditions nécessaires pour son bon fonctionnement. Cela nous permet d'identifier deux phases distinctes : dans un premier temps, nous nous intéressons à la montée du bus de tension, puis dans un second temps, à sa commande.
- La section 5.2 est consacrée à la première phase identifiée. Ici le but est de faire monter la tension du bus continu. Comme nous l'avons déjà mentionné, l'aimantation rémanente est un phénomène crucial à prendre en compte lorsqu'il s'agit de l'auto-excitation d'une machine synchrone à réluctance variable [Ibr18 ; Mar17]. Basé sur les résultats des chapitres précédents, nous proposons une méthode de montée en tension contrôlée. Nous présentons et discutons des résultats expérimentaux obtenus. La section est conclue en donnant quelques améliorations de la méthode.
- La section 5.3 traite de la commande de la tension continue une fois que le bus a été constitué. Nous proposons une première loi de commande qui repose sur un observateur non linéaire. Ce dernier a l'avantage d'avoir un temps de réponse indépendant du point de fonctionnement du système. Il est comparé à un observateur issu de la littérature. Notre loi de commande est testée et des pistes d'amélioration sont proposées.
- Finalement, la section 5.4 clôt ce chapitre en listant plusieurs perspectives que nous avons commencé à étudier pour traiter du contrôle du bus de tension.

## 5.1 Présentation du système et objectifs

Le système que nous considérons dans ce chapitre est représenté sur la figure 5.1. Il est composé des éléments suivants :

- Un système d'entraînement mécanique, par exemple une éolienne, une hydrolienne ou bien encore l'inertie d'un véhicule ;
- Une MSR/V utilisée en génératrice ;
- Un redresseur actif composé de trois bras à deux transistors ;
- Un système de contrôle exécutant un algorithme de commande. Il permet de réguler la tension à sa valeur de consigne indépendamment des changements de vitesse ou de charge ;
- Un condensateur de filtrage. Il permet de filtrer la tension du bus continu ; Ce composant constitue aussi une petite réserve d'énergie ;
- Une résistance de sécurité. Lorsque le système est éteint, le condensateur se décharge dans cette résistance ;
- Une charge résistive, sa connexion au bus DC se réalise via la fermeture de l'interrupteur  $Sw$ .

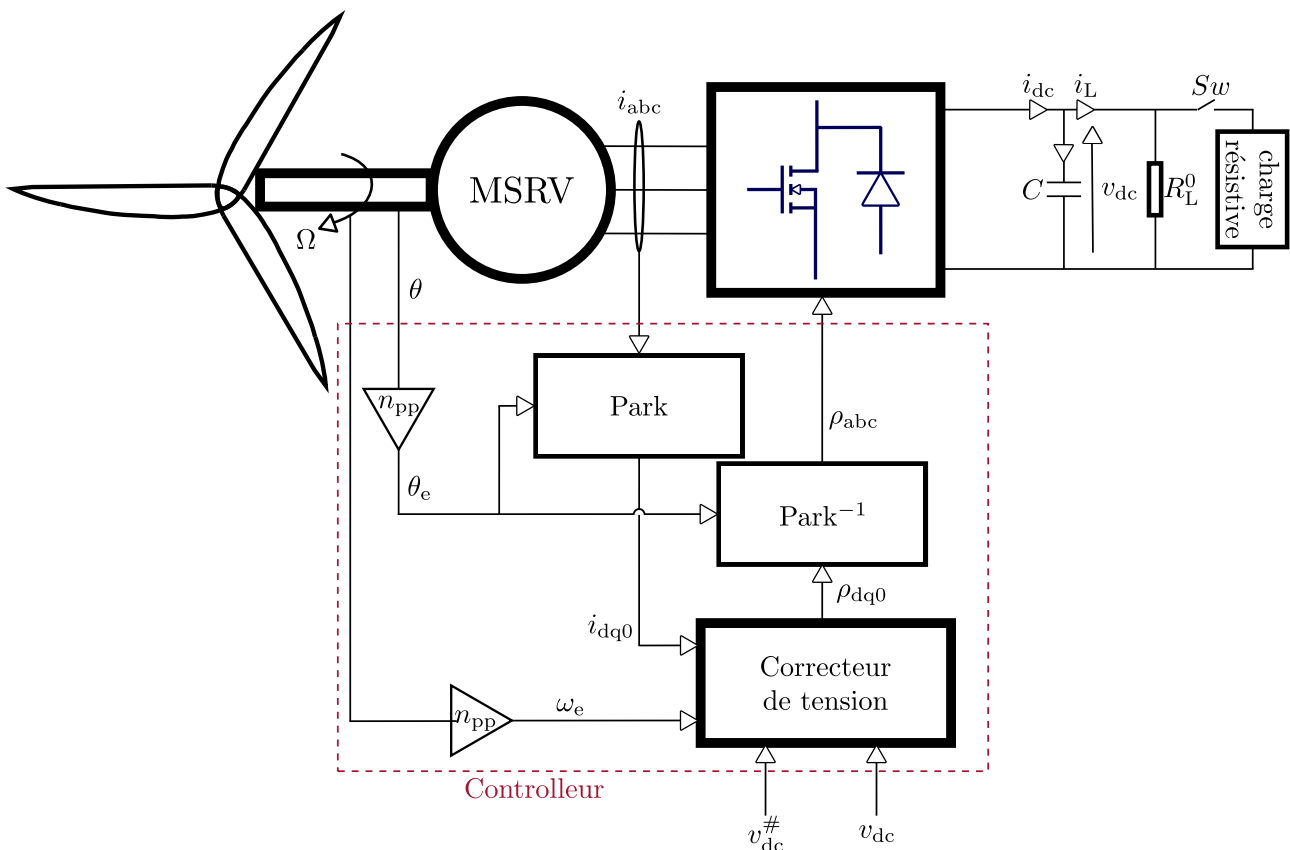


FIGURE 5.1 – Représentation du système considéré

Le condensateur est initialement déchargé. La tension  $v_{dc}$  est alors initialement nulle. Les courants  $i_{abc}$  sont initialement très faibles car les FCEM sont de faibles amplitudes. Dans cette configuration, il est difficile de convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique avec une MSR/V.



Comme pour les autres machines électriques, la conversion de puissance mécano-électrique nécessite la circulation d'un courant électrique dans les bobinages. Pour qu'un courant puisse circuler dans la machine, une source de puissance électrique est nécessaire. Par exemple, une source de tension. Là où cette source de puissance électrique s'obtient facilement avec une MSAP à travers le redressement de ses FCEM, cette tâche est moins aisée avec une MSR<sub>V</sub> ou encore une MAS. En effet, l'utilisation d'un redresseur, même passif, permet d'obtenir une tension DC à partir de la rotation d'une MSAP. Dans le chapitre 4, nous avons montré que les MSR<sub>V</sub> produisaient aussi des FCEM. Cependant, leurs amplitudes sont très faibles et, tout comme leurs formes, dépendent de l'historique magnétique de la machine. La création d'une source de tension d'amplitude suffisante pour faire circuler des courants significatifs dans la MSR<sub>V</sub> constitue une difficulté majeure.

Ensuite, la valeur de la source de tension dépend de la puissance électrique récupérée et de la puissance électrique consommée. Autrement dit, la commande de cette source n'est pas aisée. Le système est bilinéaire et les techniques de commande de l'automatique linéaire ne peuvent pas directement s'appliquer.

Le modèle mathématique du système s'exprime à partir du modèle électrique de la MSR<sub>V</sub> et d'un bilan de puissance électrique ou d'une loi des nœuds au niveau du condensateur. Ainsi, l'équation (5.1) est obtenue.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} (\rho_d v_{dc} - R_s i_d + \omega_e L_q i_q - e_d), \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} (\rho_q v_{dc} - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - e_q), \\ \frac{dv_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{C} \left( \rho_d i_d + \rho_q i_q + \frac{1}{R_T} v_{dc} \right), \end{cases} \quad (5.1)$$

où  $\rho_d$  et  $\rho_q$  sont les rapports cycliques dans le domaine de Park, ils sont bornés et ne peuvent donc prendre que certaines valeurs. La résistance  $R_T$  est la résistance totale du côté du bus continu. Elle est composée de la mise en parallèle de la résistance de sécurité  $R_L^0$  avec la résistance additionnelle connectée via l'interrupteur  $Sw$ , elle prend aussi en compte les pertes du convertisseur. Celles-ci peuvent être modélisées par une résistance placée en parallèle du côté DC et dont la valeur dépend du point de fonctionnement [Zha15]. Les autres variables ont déjà été introduites dans ce mémoire.

Dans ce chapitre, notre objectif est double : dans un premier temps, il s'agit de faire augmenter la tension DC. Dans un second temps, nous souhaitons réguler la tension du bus continu à sa valeur de consigne  $v_{dc}^\#$ . Les deux sections suivantes traitent distinctement les deux objectifs.

### 5.1.1 Analyses du système considéré

Le travail présenté dans ce paragraphe est le fruit d'une collaboration avec Damien Eberard (MCF au laboratoire Ampère).

Les deux mises en formes suivantes permettent d'obtenir des représentations du système pertinentes pour chacune des phases identifiées. Ainsi, le formalisme Hamiltonien est intéressant pour la phase de montée en tension du système. L'expression du système autour d'un point

d'équilibre est utile pour la commande de tension, ce qui correspond à la seconde phase de fonctionnement.

### Phase de montée en tension : analyse énergétique (mise sous forme Hamiltonienne)

Nous décidons d'utiliser les variables de flux et de charge définies par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d, \\ \varphi_q = L_q i_q, \\ q_{dc} = C v_{dc}. \end{cases} \quad (5.2)$$

Nous posons  $\mathcal{H}(\varphi_d, \varphi_q, q_{dc}) = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \varphi_d & \varphi_q & q \end{pmatrix} \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 0 & 0 & 1/C \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ q_{dc} \end{pmatrix}$ . Cette variable représente l'énergie contenue dans le système.

Nous pouvons alors réécrire les équations (5.1) comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ q_{dc} \end{pmatrix} = \left( \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 0 & \rho_d \\ 0 & 0 & \rho_q \\ -\rho_d & -\rho_q & 0 \end{pmatrix}}_{\mathcal{J}(\rho_d, \rho_q)} - \underbrace{\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_T \end{bmatrix}}_{\mathcal{R}} \right) \underbrace{\begin{pmatrix} \varphi_d/L_d \\ \varphi_q/L_q \\ q_{dc}/C \end{pmatrix}}_{\nabla \mathcal{H}} + \begin{pmatrix} \varphi_q \\ -\varphi_d \\ 0 \end{pmatrix} \omega_e - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (5.3)$$

Les matrices  $\mathcal{J}(\rho_d, \rho_q)$  et  $\mathcal{R}$  représentent respectivement les échanges et les dissipations d'énergies à l'intérieur du système. La vitesse de rotation  $\omega_e$  est une entrée de port.

*Remarque 5.1.1.* Les commandes  $\rho_d$  et  $\rho_q$  modifient la topologie du circuit. Elles sont associées aux échanges d'énergie réversibles au sein du système. Elles apparaissent donc naturellement dans la matrice de structure  $\mathcal{J}(\rho_d, \rho_q)$ .  $\lrcorner$

*Remarque 5.1.2.* Pour des FCEM nulles ( $e_d = e_q = 0$ ), le bilan de puissance s'écrit :

$$\dot{\mathcal{H}} = \nabla \mathcal{H}^T \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ q_{dc} \end{pmatrix} = \underbrace{-\nabla \mathcal{H}^T \mathcal{R} \nabla \mathcal{H}}_{\text{dissipation}} + \underbrace{(1/L_d - 1/L_q) \varphi_d \varphi_q \omega_e}_{\text{alimentation}}. \quad (5.4)$$

Les commandes n'apparaissent pas explicitement dans le bilan de puissance.  $\lrcorner$

La phase de démarrage du système consiste à assurer que la tension  $v_{dc}$  augmente. Cela revient à augmenter l'énergie stockée dans le système. Ainsi, nous souhaitons avoir  $\dot{\mathcal{H}} > 0$ . Autrement dit, nous souhaitons avoir un terme d'alimentation supérieur au terme de dissipation.

Nous notons que cela revient à imposer un mode divergent à notre système. Cette approche est très différente des méthodes classiques de commande qui consistent plutôt à assurer  $\dot{\mathcal{H}} < 0$  de sorte à stabiliser le système. Ici nous souhaitons volontairement rendre temporairement le système "instable" pour faire augmenter la tension  $v_{dc}$ .

### Phase de régulation de tension : écriture des équations autour d'un point d'équilibre

Nous souhaitons exprimer les équations de notre système en coordonnées relatives. De cette manière, les équations sont plus adéquates pour la synthèse de loi de commande. Les coordonnées relatives correspondent aux distances des états  $(i_d, i_q, v_{dc})$  à leurs points d'équilibre  $(i_d^*, i_q^*, v_{dc}^*)$ . Les points d'équilibre correspondent aux valeurs des états telles que leurs variations temporelles soient nulles. Ils vérifient les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d^*}{dt} = 0 = \frac{1}{L_d} (\rho_d^* v_{dc}^* - R_s i_d^* + \omega_e L_q i_q^* - e_d), \\ \frac{di_q^*}{dt} = 0 = \frac{1}{L_q} (\rho_q^* v_{dc}^* - R_s i_q^* - \omega_e L_d i_d^* - e_q), \\ \frac{dv_{dc}^*}{dt} = 0 = -\frac{1}{C} \left( \rho_d^* i_d^* + \rho_q^* i_q^* + \frac{1}{R_T} v_{dc}^* \right). \end{cases} \quad (5.5)$$

Ici, nous avons cinq inconnues pour trois équations seulement. Nous devons alors poser certaines conditions pour définir un unique équilibre. Une première condition concerne la tension d'équilibre  $v_{dc}^*$  qu'il convient de faire correspondre à sa consigne  $v_{dc}^\#$ . Une seconde condition concerne la répartition de courant, nous décidons d'imposer  $i_d^* = \alpha i_q^*$  avec  $\alpha \in \mathbb{R}$ . Ce choix est en accord avec le fonctionnement MTPA présenté dans la section 2.5. La tension de consigne  $v_{dc}^\#$  est généralement de l'ordre de quelques centaines de volts. Dans les conditions considérées les FCEM sont négligeables. En effet, d'une part la tension du bus continue est grande et d'autre part nous supposons les courants  $i_d^*$  et  $i_q^*$  suffisamment importants. Finalement, sous ces conditions, la recherche d'équilibre revient à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d^*}{dt} = 0 = \frac{1}{L_d} (\rho_d^* v_{dc}^\# - R_s \alpha i_q^* + \omega_e L_q i_q^*), \\ \frac{di_q^*}{dt} = 0 = \frac{1}{L_q} (\rho_q^* v_{dc}^\# - R_s i_q^* - \alpha \omega_e L_d i_q^*), \\ \frac{dv_{dc}^*}{dt} = 0 = -\frac{1}{C} \left( \alpha \rho_d^* i_q^* + \rho_q^* i_q^* + \frac{1}{R_T} v_{dc}^\# \right). \end{cases} \quad (5.6)$$

Nous obtenons alors deux équilibres.

$$\begin{cases} i_q^* = \pm \frac{v_{dc}^\#}{\sqrt{-R_T (R_s (1 + \alpha^2) + \alpha \omega_e (L_d - L_q))}}, \\ \rho_d^* = \frac{R_s \alpha - \omega_e L_q}{v_{dc}^\#} i_q^*, \\ \rho_q^* = \frac{R_s + \alpha \omega_e L_d}{v_{dc}^\#} i_q^*. \end{cases} \quad (5.7)$$

Ces équilibres sont conditionnés par :

$$\begin{aligned} R_s (1 + \alpha^2) + \alpha \omega_e (L_d - L_q) &< 0, \\ v_{dc}^\# &\neq 0. \end{aligned} \tag{5.8}$$

La première condition peut être interprétée énergétiquement. Il faut que la vitesse soit suffisamment grande pour permettre de récupérer plus de puissance que celle consommée en pertes Joule. Aussi, nous remarquons que, pour une vitesse de rotation positive, la constante  $\alpha$  est négative. Cela est cohérent avec le fait que le couple réluctant (majoritaire à courants non faibles, cf. 4.4.3) soit négatif pour récupérer de la puissance. La seconde condition peut être encore restreinte avec une interprétation physique. La tension  $v_{dc}$  ne peut qu'être positive. Ainsi nous obtenons :  $v_{dc}^\# > 0$ .

Pour que le point d'équilibre soit physiquement atteignable, il faut également vérifier que les commandes à l'équilibre soient dans la zone atteignable, c'est-à-dire, à l'intérieur de la zone de contrainte des rapports cycliques. La zone atteignable est définie par :

$$\rho_d^2 + \rho_q^2 < C^{\text{ste}}. \tag{5.9}$$

La valeur de la constante  $C^{\text{ste}}$  dépend de la méthode de MLI choisie et de la transformée choisie (Clarke ou Concordia). Par exemple, pour une MLI intersective (sinusoïdale) et une transformée de Clarke (conservation des amplitudes) nous avons  $C^{\text{ste}} = 1/4$ , pour une MLI vectorielle nous avons  $C^{\text{ste}} = 1/3$ .

La valeur de la résistance de charge  $R_T$  a un effet sur les rapports cycliques à l'équilibre  $\rho_d^*$  et  $\rho_q^*$ . Plus la résistance est faible, plus la norme de commande sera grande. Il faut alors veiller à ce que  $R_T$  ne soit pas trop faible pour la tension de consigne  $v_{dc}^\#$  choisie.

**Exemple 5.1.1.** En choisissant  $v_{dc}^\# = 200$  V,  $\omega_e = 144,5$  rad/s,  $R_s = 2,6$   $\Omega$ ,  $L_d = 300$  mH,  $L_q = 80$  mH,  $R_T = 11$  k $\Omega$  et  $\alpha = -1$ , nous vérifions bien les conditions (5.8). Alors les courants et commandes à l'équilibre sont :

$$\begin{aligned} i_q^* &= 0,38 \text{ A}, \\ i_d^* &= -0,38 \text{ A}, \end{aligned} \tag{5.10a}$$

$$\begin{aligned} \rho_d^* &= -0,0344, \\ \rho_q^* &= -0,0084. \end{aligned} \tag{5.10b}$$

Nous vérifions bien que les courants soient suffisamment importants pour pouvoir négliger les FCEM. Nous pouvons aussi vérifier que la norme de commande à l'équilibre  $[\rho_d \ \rho_q] [\rho_d \ \rho_q^T] = 0,0013$  est cohérente avec une MLI intersective (sinusoïdale), et a fortiori vectorielle. ■

Nous écrivons le système en coordonnées relatives. Les grandeurs en coordonnées relatives

sont notées avec un tilde ( $\tilde{\cdot}$ ).

$$\begin{aligned}
 \frac{di_d}{dt} &= \frac{d(i_d^* + \tilde{i}_d)}{dt} = \frac{1}{L_d} \left( (\rho_d^* + \tilde{\rho}_d) (v_{dc}^* + \tilde{v}_{dc}) - R_s (i_d^* + \tilde{i}_d) + \omega_e L_q (i_q^* + \tilde{i}_q) \right), \\
 \frac{di_q}{dt} &= \frac{d(i_q^* + \tilde{i}_q)}{dt} = \frac{1}{L_q} \left( (\rho_q^* + \tilde{\rho}_q) (v_{dc}^* + \tilde{v}_{dc}) - R_s (i_q^* + \tilde{i}_q) - \omega_e L_d (i_d^* + \tilde{i}_d) \right), \\
 \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{d(v_{dc}^* + \tilde{v}_{dc})}{dt} = -\frac{1}{C} \left( (\rho_d^* + \tilde{\rho}_d) (i_d^* + \tilde{i}_d) + (\rho_q^* + \tilde{\rho}_q) (i_q^* + \tilde{i}_q) + \frac{1}{R_T} (v_{dc}^* + \tilde{v}_{dc}) \right).
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

En rappelant que les dérivées des états à l'équilibre sont nulles, le système peut se simplifier et s'écrire sous forme matricielle en faisant apparaître une partie linéaire et un vecteur composé de termes bilinéaires.

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & -C \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \frac{d\tilde{i}_d}{dt} \\ \frac{d\tilde{i}_q}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_s & \omega_e L_q & \rho_d^* \\ -\omega_e L_d & -R_s & \rho_q^* \\ \rho_d^* & \rho_q^* & \frac{1}{R_T} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_{dc} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} v_{dc}^* & 0 \\ 0 & v_{dc}^* \\ i_d^* & i_q^* \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\rho}_d \\ \tilde{\rho}_q \end{pmatrix}}_{\text{linéaire}} + \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{\rho}_d v_{dc} \\ \tilde{\rho}_q v_{dc} \\ \tilde{\rho}_d \tilde{i}_d + \tilde{\rho}_q \tilde{i}_q \end{pmatrix}}_{\text{bilinéaire}}. \tag{5.12}$$

La forme du système exprimé ainsi en coordonnées relatives est approprié pour la synthèse de commande du système. Cette mise en forme est alors particulièrement utile pour la seconde phase de notre problème.

### Phase de régulation de tension : mise sous forme affine en la commande

Nous remarquons que le modèle dynamique (5.1) présente une non linéarité mais reste affine en la commande : le système peut s'exprimer, en négligeant les FCEM, comme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad \text{avec : } \begin{cases} x = (i_d \ i_q \ v_{dc})^\top, \\ u = (\rho_d \ \rho_q)^\top, \\ f(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} (-R_s i_d + \omega_e L_q i_q) \\ \frac{1}{L_q} (-R_s i_q - \omega_e L_d i_d) \\ -\frac{1}{R_T C} v_{dc} \end{pmatrix}, \\ g(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} v_{dc} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} v_{dc} \\ -\frac{1}{C} i_d & -\frac{1}{C} i_q \end{pmatrix} = (g_1 \ g_2). \end{cases} \tag{5.13}$$

Cette mise en forme est adéquate pour l'analyse et la synthèse de commande de type "commande linéarisante". Nous proposons une piste mettant en œuvre une telle commande dans le dernier paragraphe de la section 5.4.

## 5.2 Problématique de la montée en tension de la MSR/V génératrice

Le travail présenté dans cette section a fait l'objet d'une publication dans une conférence internationale à comité de lecture [Sch22b]. Il s'agit de traiter la première problématique introduite dans la section précédente : l'augmentation de la tension DC d'une MSR/V génératrice connectée à un bus initialement déchargé. Ce type de fonctionnement se rapproche de ce qui est nommé "auto-excitation" (*self-excitation* en anglais) dans la littérature. Il a fait l'objet de diverses études, tant pour les MAS [Eld83 ; Kum15 ; Bod12] que pour les MSR/V [Moh90 ; Mar18 ; Ibr18]. Beaucoup des travaux cités ne font pas intervenir de redresseur (et donc pas de contrôleur) dans leur système, la tension générée est alors triphasée. Cependant, l'objectif est globalement le même : réussir à faire augmenter la tension aux bornes de la machine, alors qu'elle est initialement quasiment nulle. Dans [Haz11], une méthode de montée en tension contrôlée est proposée pour une MAS en sur-vitesse.

Dans toutes les études citées, l'aimantation résiduelle de la machine est identifiée comme un phénomène crucial pour réussir la montée en tension. Alors, la modélisation que nous avons proposée dans le chapitre 4 est grandement utile pour traiter cette problématique.

Dans cette section, nous proposons une description du couple généré par la MSR/V durant la phase de montée en tension. L'effet de l'aimantation rémanente est pris en compte et son impact sur le couple est discuté. À partir de cette analyse, une procédure de montée en tension contrôlée est proposée. Cette procédure permet de générer une tension DC constante dans une zone hors réseau par exemple. Le cas du freinage d'un véhicule à propulsion électrique (par MSR/V) ayant subi un défaut sur son alimentation continue peut également être envisagé. La procédure ne nécessite ni banque de condensateurs, ni condensateur préchargé. Nous considérons que seule une résistance de sécurité est connectée au bus continu durant cette phase de démarrage.

La synthèse de la méthode de commande proposée repose sur une analyse du couple produit par la MSR/V. En effet, l'augmentation de la tension DC résulte d'une augmentation du couple produit par la MSR/V et donc de la puissance récupérée par cette dernière. Lorsque l'on souhaite augmenter la tension DC, nous souhaitons, en pratique, augmenter le couple résistant de la génératrice. L'expression du couple avec la prise en compte de l'aimantation résiduelle a été donné dans la section 4.4 :

$$\Gamma_{em} = \overbrace{n_{pp} (L_d - L_q) i_d i_q}^{\text{Couple réductant}} + \overbrace{n_{pp} (k_d i_d + k_q i_q)}^{\text{Couple d'aimantation}}. \quad (5.14)$$

Nous rappelons qu'il a été montré qu'à faible courant, le couple dû à l'aimantation résiduelle est prépondérant devant le couple réductant. C'est notamment le cas durant le début de la phase de montée en tension. Avec l'augmentation du niveau de courant dans la machine, le couple réductant devient d'abord significatif puis prépondérant.

### 5.2.1 Analyse du couple dans le cas $\Omega > 0$ , $i_d = -i_q$ sous l'hypothèse d'inductances constantes

Nous développons ici une analyse dans le cas particulier d'une vitesse constante et positive et d'un contrôle de la répartition de courant tel que les courants  $i_d$  et  $i_q$  soient opposés. Cette dernière condition nous assure que le couple réactant soit négatif (fonctionnement générateur avec une vitesse positive). Nous négligeons aussi les saturations magnétiques traitées dans la section 2.5. La généralisation du raisonnement au cas d'une vitesse négative est immédiate. Nous nous intéressons au couple moyen produit par la MSRV car ses fluctuations n'entraînent pas de variations moyennes de la tension continue.

*Remarque 5.2.1.* La condition  $i_d = -i_q$  ne pose aucune contrainte sur le signe de chaque courant. Il y a alors deux possibilités pour respecter cette condition :  $i_d > 0$  (et donc  $i_q < 0$ ) ou  $i_d < 0$  (et donc  $i_q > 0$ )  $\square$

La valeur moyenne du couple sur une période électrique est donnée par l'équation (5.16). Les grandeurs  $k_d$  et  $k_q$  ont été introduites au chapitre précédent (cf. (4.9) et (4.33)) et sont rappelées ci dessous.

$$\begin{aligned} e_d &= -\omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \sin(\delta_0) - 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} \omega_e M_2 \sin(\theta_e - \sigma_0) = -k_d \omega_e, \\ e_q &= \omega_e \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{\text{rot}} \cos(\delta_0) + 3 \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\text{stat}} \omega_e M_2 \cos(\theta_e - \sigma_0) = -k_q \omega_e. \end{aligned} \quad (5.15)$$

La notation " $\langle . \rangle$ " est utilisée pour indiquer la valeur moyenne sur un tour électrique. les courants sont considérés constants sur une période électrique.

$$\begin{aligned} \langle \Gamma_{\text{em}} \rangle &= n_{\text{pp}} (L_d - L_q) i_d i_q + n_{\text{pp}} (\langle k_d \rangle i_d + \langle k_q \rangle i_q), \\ &= -n_{\text{pp}} (L_d - L_q) i_d^2 + n_{\text{pp}} (\langle k_d \rangle - \langle k_q \rangle) i_d, \\ &= -n_{\text{pp}} (L_d - L_q) i_d^2 + n_{\text{pp}} \sqrt{3} \Phi_{\text{rot}} \sin(\delta_0 + \pi/4) i_d. \end{aligned} \quad (5.16)$$

À partir de cette équation, nous remarquons qu'avec  $\Phi_{\text{rot}}$  suffisamment important et  $i_d$  suffisamment faible, le signe du couple dépend uniquement du signe de  $i_d$  et de l'angle  $\delta_0$ . Pour rappel,  $\Phi_{\text{rot}}$  est l'amplitude de l'aimantation rémanente rotorique (grandeur positive) et l'angle  $\delta_0$  correspond à son orientation dans le repère du rotor. Dans notre analyse, nous considérons quatre ensembles de valeurs pour cette orientation. Le tableau 5.1 résume les différentes combinaisons possibles de  $\delta_0$  et de signe de  $i_d$ . Il indique aussi si les combinaisons produisent un couple d'aimantation bénéfique (ou non) à la montée en tension de la génératrice. Le couple d'aimantation est dit "bénéfique" s'il est de même signe que le couple réactant. Dans ce cas, l'amplitude du couple total est plus importante et la montée en tension est donc facilitée. Le couple d'aimantation est qualifié de "significativement bénéfique" si l'angle entre le vecteur courant  $I_{\text{rel}}$  et l'aimantation résiduelle du rotor  $M_{\text{rot}}$  est proche de l'optimum, à savoir  $\pi/2$ . Le couple d'aimantation est dit "non bénéfique", respectivement "significativement non bénéfique", s'il est opposé au couple réactant, respectivement lorsque l'angle entre le vecteur courant  $I_{\text{rel}}$  et l'aimantation résiduelle du rotor  $M_{\text{rot}}$  est proche du pire cas, à savoir  $-\pi/2$ .

Le choix du signe de  $i_d$  est libre et peut être imposé par la commande. Au regard du

secteur $\delta_0$	$i_d > 0$	$i_d < 0$
secteur <span style="border: 1px solid black; padding: 0 2px;">1</span>	bénéfique	non bénéfique
secteur <span style="border: 1px solid black; padding: 0 2px;">2</span>	significativement bénéfique	significativement non bénéfique
secteur <span style="border: 1px solid black; padding: 0 2px;">3</span>	non bénéfique	bénéfique
secteur <span style="border: 1px solid black; padding: 0 2px;">4</span>	significativement non bénéfique	significativement bénéfique

TABLEAU 5.1 – Récapitulatif des combinaisons possibles de courant  $i_d$  et d’orientation d’aimantation  $\delta_0$ 

tableau 5.1, nous remarquons qu’indépendamment de l’orientation  $\delta_0$ , une situation bénéfique ou significativement bénéfique est atteignable en choisissant judicieusement le signe de  $i_d$ .

La figure 5.2 représente les quatre secteurs considérés pour l’aimantation rotorique. Elle illustre les explications précédentes dans le cas d’un courant  $i_d$  négatif et d’une orientation de  $M_{\text{rot}}$  significativement bénéfique. Sur cette figure, le couple réductant est négatif par le choix  $i_d = -i_q$ . Le couple d’aimantation est aussi négatif et même maximal en valeur absolue lorsque l’angle  $\delta_0$  est égal à  $5\pi/4$ .

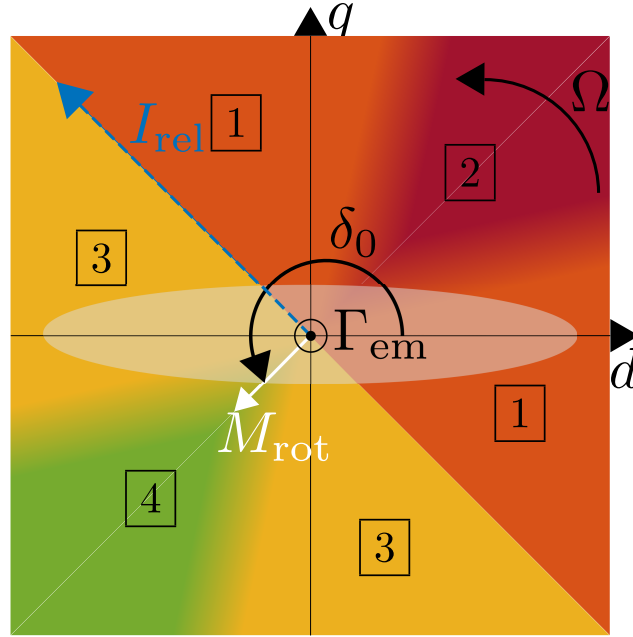
À partir de cette analyse, nous concluons que la direction de l’aimantation est un paramètre influençant directement la facilité de montée en tension de la génératrice. Il doit donc être pris en compte notamment lors de cette phase. Plus particulièrement, si elle peut être choisie, il est intéressant de la positionner à  $\pi/4[\pi/2]$ . Si elle est subie, comme c’est souvent le cas dans un fonctionnement normal, alors son estimation en ligne est nécessaire pour améliorer la montée en tension.

### 5.2.2 Procédure de montée en tension contrôlée

Lors d’une étape préliminaire, nous magnétisons la machine dans une direction souhaitée  $\delta_0^\#$  en suivant la même procédure de magnétisation que celle décrite dans la section 4.2. Cette étape n’est pas nécessaire à la montée en tension, mais elle nous permet de réaliser des expériences avec des magnétisations particulières. En cohérence avec la première discussion proposée au paragraphe 4.2.4, la direction  $d$  est plus facilement magnétisable que la direction  $q$ . Alors la direction de magnétisation réelle  $\delta_0$  peut différer légèrement de la direction souhaitée  $\delta_0^\#$ . Pour y remédier, la procédure de montée en tension proposée met en œuvre une phase d’estimation des FCEM. Alors, une estimation de la valeur réelle de  $\delta_0$  peut être déduite.

Durant une première phase, le convertisseur n’est pas contrôlé. Son comportement est alors similaire à celui d’un pont de diode triphasé. En fonction de la vitesse et de l’amplitude de la magnétisation de la machine, les FCEM peuvent être suffisantes, ou insuffisantes, pour que les diodes conduisent et donc redressent les FCEM. Ici nous considérons des FCEM petites et une vitesse faible. Dans ce cas, les diodes restent bloquées et la tension du bus reste proche de zéro.




 FIGURE 5.2 – Représentation des quatre ensembles de valeurs du paramètre  $\delta_0$ 

Ensuite, la MSR<sub>V</sub> est mise en court-circuit grâce au convertisseur utilisé de sorte à imposer les mêmes rapports cycliques sur chaque phase de la machine. Pour rappel, ce type de fonctionnement est possible car les FCEM de la MSR<sub>V</sub> sont suffisamment faibles pour ne pas engendrer de courants trop importants. Les FCEM sont alors estimées en utilisant la méthode présentée dans le paragraphe 4.3.2 de ce manuscrit. La direction de magnétisation  $\delta_0$  en est déduite.

*Remarque 5.2.2.* Bien qu'il ne s'agisse pas d'un vrai court-circuit, nous avons vérifié expérimentalement que les effets sont semblables à ceux observables lors d'une vraie mise en court-circuit. ┘

Dans une troisième phase, des références de courants correspondant à des pentes de faible inclinaison et respectant  $i_d = -i_q$  sont appliquées aux correcteurs de courants. Nous utilisons une commande vectorielle pour contrôler les courants. La figure 5.3 schématise notre commande, où  $i_d^\#$  et  $i_q^\#$  sont les consignes de courants. Le choix du signe de  $i_d$  se fait à partir de l'estimation de  $\delta_0$  et du tableau 5.1 afin que le couple d'aimantation soit bénéfique à la montée en tension. Le système fonctionne alors en limite de contrainte de tension. En effet, la tension du bus est faible et les rapports cycliques sont proches de leurs limites. Ainsi, un système d'anti-emballement [Hod01 ; Boh95] (*anti wind-up* en anglais) est utilisé dans la commande vectorielle mise en œuvre.

Nous insistons sur le fait que cette procédure est paramétrée par le choix de  $\delta_0^\#$  lors de la phase préliminaire et par le choix du signe de  $i_d$  lors de la troisième phase. En choisissant une combinaison pertinente (cf. tableau 5.1), les chances de réussite de la montée en tension sont améliorées.

*Remarque 5.2.3.* Une situation bénéfique devient non bénéfique et vice versa en changeant le sens de rotation de la machine. ┘

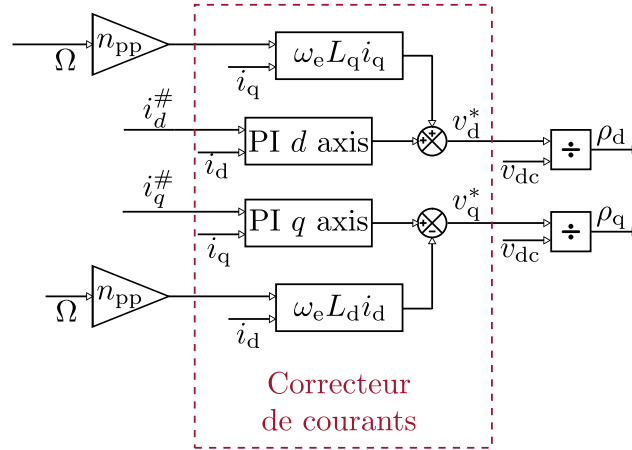


FIGURE 5.3 – Schéma de la commande vectorielle

### 5.2.3 Résultats expérimentaux de la montée en tension contrôlée d'une MSR<sub>V</sub> en fonctionnement générateur

Les essais expérimentaux ont été réalisés sur le banc de test du laboratoire. Le condensateur est composé de la mise en série de deux capacités de 3300  $\mu\text{F}$  chacune. La valeur de la résistance de sécurité  $R_L^0$  a été choisie égale à 11 k $\Omega$ . Si cette valeur est trop faible, la montée en tension est rendue beaucoup plus difficile. Si au contraire elle est trop grande, sa fonction de sécurité, c'est-à-dire la décharger du condensateur lors de l'arrêt du système, est dégradée car rendue lente.

Les expériences présentées ci-dessous visent à valider notre analyse. Dans la première, nous nous plaçons volontairement dans une situation non bénéfique. Dans la seconde, nous choisissons une combinaison significativement bénéfique avec des amplitudes de FCEM identiques à celles de la première expérience.

#### Configuration non bénéfique à la montée en tension

Dans une première expérience, la machine est magnétisée dans une direction  $\delta_0^\# = 3\pi/4$  avec une amplitude de courant magnétisant  $I_0 = 1,42$  A. Ensuite, la MSAP est utilisée de sorte à entrainer la MSR<sub>V</sub> à une vitesse constante de 500 rpm mécanique. Suite à la phase non-contrôlée, les FCEM sont estimées. Les résultats de cette estimation renvoient  $\langle e_d \rangle = -0,1$  V et  $\langle e_q \rangle = -0,34$  V. Nous en déduisons alors la direction de magnétisation  $\delta_0 = 2,8556$  rad. Elle correspond au secteur [3] de la figure 5.2. Cette direction de magnétisation est légèrement supérieure à celle souhaitée. Cela est cohérent avec le fait que la direction  $d$  se magnétise plus facilement que la direction  $q$ . Ensuite, des références de courants variant linéairement en partant de zéro avec des pentes de 0,002 A/s sont appliquées aux correcteurs de la commande vectorielle. Elles respectent la condition  $i_d > 0$  : d'après le tableau 5.1, la situation est alors non bénéfique à la montée en tension.

Les résultats de cette première expérience sont mis en évidence sur la figure 5.4. Suite à une courte phase d'estimation des FCEM (environ 2s), les deux courants suivent leurs références jusqu'à 10s environ. Bien que le couple réluctant soit négatif, la tension  $v_{dc}$  décroît. Ceci s'explique par l'orientation du couple d'aimantation. En effet, ce dernier étant positif, il contribue à un

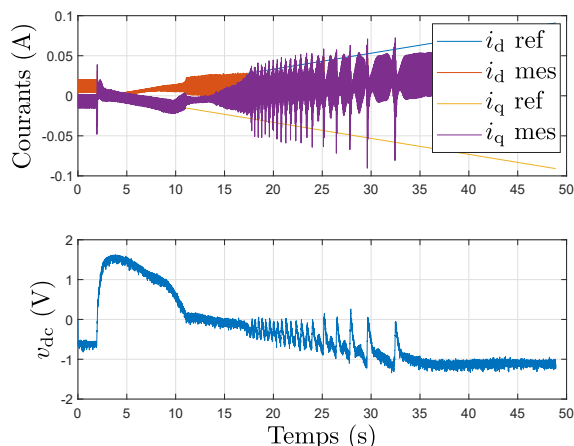


FIGURE 5.4 – Résultats expérimentaux d’une tentative de montée en tension dans une situation non bénéfique

fonctionnement moteur de la MSR<sub>V</sub> et donc, à une impossibilité de montée en tension. Après 10s, la tension est trop faible et les courants ne suivent plus leurs références. Le système n’est alors plus contrôlé et son comportement est manifestement non désirable.

### Configuration significativement bénéfique à la montée en tension

Dans une seconde expérience, la machine est magnétisée dans une direction souhaitée  $\delta_0^\# = -3\pi/4$  (correspondant au secteur 4) et le courant  $i_d$  est choisi négatif. Dans cette configuration, le couple d’aimantation est significativement bénéfique à la montée en tension.

Ainsi, la machine est initialement magnétisée dans la direction souhaitée avec la même amplitude de courant magnétisant que précédemment. Les FCEM sont alors estimées et leur valeurs moyennes sont les suivantes :  $\langle e_d \rangle = 0,1$  V et  $\langle e_q \rangle = 0,34$  V. Nous insistons sur le fait que leurs amplitudes sont les mêmes que lors de l’expérience précédente. La direction de magnétisation est alors estimée à  $\delta_0 = -2,8556$  rad, ce qui correspond au secteur 2 de la figure 5.2. Des références de courants respectant  $i_d = -i_q < 0$  sont alors générées. La pente de ces références est la même que pour l’expérience précédente. Les résultats expérimentaux sont représentés sur la figure 5.5. Après une courte phase d’estimation des FCEM, les courants suivent leurs références durant toute l’expérience. La tension  $v_{dc}$  augmente continuellement et le système est contrôlé à tout instant. La montée en tension est réussie.

Finalement, l’interaction entre l’aimantation résiduelle du rotor de la MSR<sub>V</sub> et le courant circulant dans ses enroulements peut être bénéfique ou néfaste à une montée en tension. Non seulement l’amplitude, mais aussi la direction de cette aimantation sont primordiales pour réaliser une montée en tension. Les cas favorables à la montée en tension peuvent être sélectionnés en choisissant judicieusement la direction du vecteur courant de la MSR<sub>V</sub>. La procédure proposée permet de réaliser une montée en tension même à vitesse réduite (de l’ordre d’un tiers de la valeur nominale de la machine).

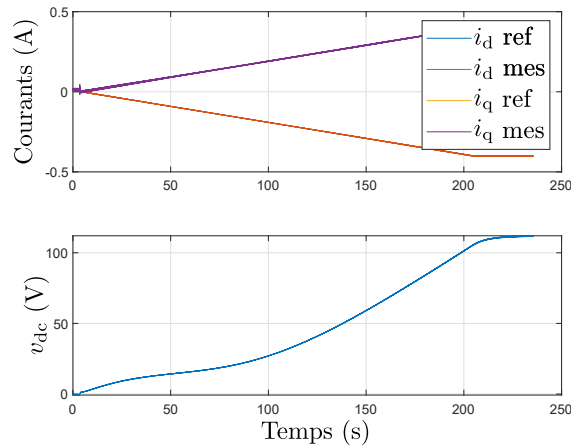


FIGURE 5.5 – Résultats expérimentaux d’une tentative de montée en tension dans une situation significativement bénéfique

### Traitement de la contrainte de commande : méthode d’anti-emballement

La contrainte sur la commande reste un point particulièrement difficile à prendre en compte. Pour traiter ce problème de manière pragmatique, nous avons mis en place une méthode d’anti-emballement dans les correcteurs de courants. La méthode retenue est connue sous le nom de "verrouillage" (*clamping* en anglais). Elle consiste à stopper momentanément l’action intégrale lorsque la saturation de commande est atteinte. Elle peut être améliorée en stoppant l’action intégrale uniquement lorsqu’elle tend à continuer de saturer la commande. Ainsi, dans un premier temps, nous devons détecter si la saturation de commande est atteinte. Pour cela, nous calculons la norme de tension comme étant  $\sqrt{v_d^2 + v_q^2}$ . Cette norme est ensuite comparée à la borne supérieure  $v_{\max} = \sqrt{C^{\text{ste}} v_{\text{dc}}}$  atteignable. Cette borne dépend de la méthode de MLI utilisée. Par exemple pour une MLI intersective, il s’agit de  $v_{\text{dc}}/2$ . Si la saturation de tension est atteinte, c’est-à-dire, si  $\sqrt{v_d^2 + v_q^2} \geq \sqrt{C^{\text{ste}} v_{\text{dc}}}$ , nous comparons l’erreur de courant (valeur à intégrer) à la sortie de l’intégrateur. Si ces deux grandeurs sont de même signe, alors l’intégration de l’erreur tendra à faire saturer encore plus la commande. Dans ce cas, nous stoppons l’action intégrale. Si au contraire, elles sont de signes opposés, alors l’intégration de l’erreur tendra à désaturer la commande, auquel cas nous ne stoppons pas l’action intégrale. La figure 5.6 récapitule la logique du système mis en place. La marge de commande est obtenue en calculant la différence entre la norme de commande actuelle et sa borne supérieure. Lorsque la grandeur "verrouillage intégrateur" est vraie, les deux intégrateurs de la boucle de courant sont bloqués (leurs entrées sont forcées à 0).

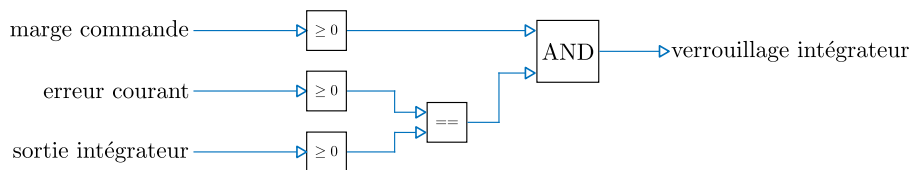


FIGURE 5.6 – Représentation schématique du système d’anti-emballement mis en place

## 5.2.4 Pistes d'amélioration de la montée en tension

### Rapidité de la montée en tension

Nous avons mis en place une méthode permettant d'améliorer le temps de montée. Dans la méthode décrite au paragraphe précédent, les consignes de courants varient linéairement avec le temps. Les pentes de ces consignes doivent être suffisamment faibles pour que les problématiques de contrainte de tension interviennent le moins possible. Ces problématiques sont présentes en début d'expérience (lorsque la tension du bus est faible) et deviennent de moins en moins contraignantes au fur et à mesure que la tension augmente.

Nous définissons une marge de tension correspondant à la différence entre la norme maximale de tension applicable par l'onduleur et la norme de tension actuellement appliquée. Pour rappel, la norme maximale dépend de la stratégie de MLI choisie. La norme de tension appliquée est calculée à partir des tensions  $v_d$  et  $v_q$  fournies par le correcteur de courant.

*Remarque 5.2.4.* L'utilisation d'une MLI vectorielle permet de faciliter le démarrage de la génératrice. ┘

Une première approche consiste à augmenter les pentes de courants proportionnellement à la marge de tension. Ces pentes sont volontairement saturées entre une valeur minimale (correspondant aux pentes initiales) et une valeur maximale.

La figure 5.7 montre les résultats de cette méthode appliquée à notre MSRV. Les échelles horizontales ne sont pas les mêmes sur les deux figures. La méthode accélérée permet de gagner environ un facteur sept (mesuré à 100 V). Les deux méthodes permettent de commander les courants à tout instant.

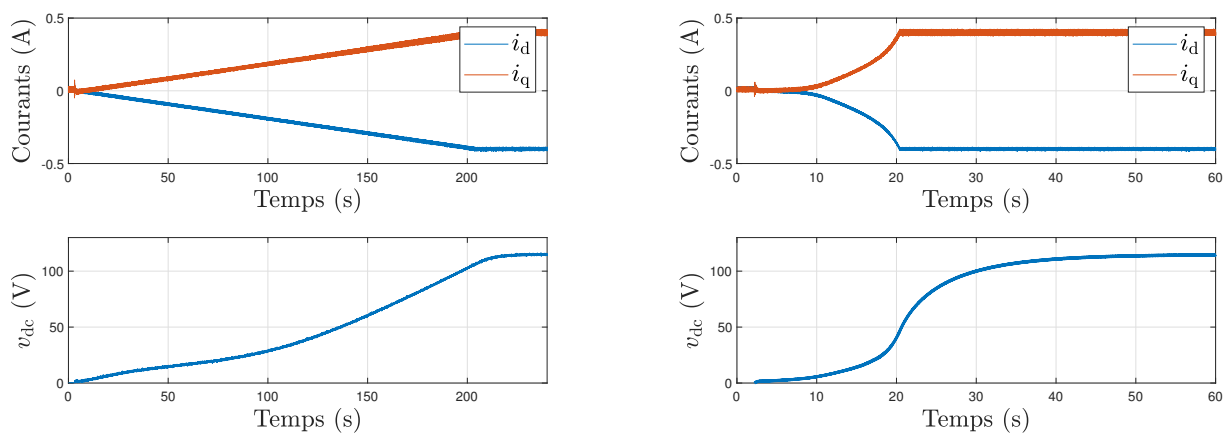


FIGURE 5.7 – Comparaison de la montée en tension initiale (gauche) avec la montée de tension accélérée (droite)

Cette méthode est encore améliorable. Notre objectif ici était surtout de montrer une preuve de concept et de donner des ordres de grandeur des temps de montée en tension atteignables. L'optimisation de la méthode reste une perspective. Elle a été réalisée principalement à des fins pragmatiques : nous souhaitons gagner du temps sur le démarrage pour faciliter les expériences présentées dans la section suivante. Ces expériences ne concernent pas le démarrage mais

nécessitent d'avoir une génératrice avec un bus continu d'une centaine de volts. Autrement dit, il faut, pour chaque expérience, que la génératrice soit démarrée.

#### Modification de la répartition de courant

Un deuxième point d'amélioration consiste à modifier la répartition de courant. Dans les paragraphes précédents, nous avons choisi d'imposer  $i_d = -i_q$  car cela constitue la condition MTPA théorique lorsque les saturations magnétiques sont négligées et que seul le couple réductant est considéré. Cependant, nous savons que ces deux hypothèses sont très fortes. En ce sens, nous avons commencé à travailler pour faire suivre la trajectoire MTPA réelle, c'est-à-dire celle qui prend en compte à la fois les saturations magnétiques et les FCEM moyennes. La prise en compte des FCEM totales (avec les composantes sinusoïdales dans le repère de Park) implique des consignes de courants variables et complexifie l'implémentation.

#### Micro-gestion de l'énergie

La procédure proposée permet de démarrer une MSR<sub>V</sub> en fonctionnement générateur dont le bus continu est initialement déchargé. Cependant, une alimentation électrique est nécessaire pour alimenter les capteurs, les drivers et le contrôleur. Ces éléments n'étant pas très consommateurs, une perspective de travail serait d'étudier la faisabilité de se passer complètement d'alimentation électrique. Les éléments actifs seraient alors alimentés à partir de l'énergie récupérée. Ce type de fonctionnement pose des problématiques importantes, en particulier au démarrage. Une gestion judicieuse de l'énergie et une stratégie de commande sont nécessaires. Cette application pourrait permettre des travaux transverses.

## 5.3 Problématique de la commande de la MSR<sub>V</sub> utilisée en génératrice

Nous nous intéressons dans cette section à la commande du système bilinéaire présenté dans la section 5.1. Il s'agit de la seconde phase identifiée à la section introductive 5.1. La valeur initiale de la tension  $v_{dc}$  est obtenue grâce à la première phase de fonctionnement. Nous considérons qu'elle est suffisamment grande pour que la contrainte de saturation des rapports cycliques soit négligeable. Dans un premier temps, nous développons un observateur de charge afin d'avoir accès à l'information de la charge résistive connectée aux bornes du condensateur. Ensuite, nous proposons une loi de commande permettant d'asservir et de réguler la tension  $v_{dc}$ . La première partie du travail présenté dans cette section a fait l'objet d'une communication dans un congrès international à comité de lecture [Sch22a].

### 5.3.1 Observateur de charge

Comme indiqué lors de la présentation du système, la résistance de charge totale  $R_T$  peut varier significativement au cours du fonctionnement du système. En effet, l'ouverture ou la fermeture de l'interrupteur  $Sw$  fait varier significativement et brutalement la charge résistive totale. En vue de réguler la tension  $v_{dc}$ , il semble pertinent de pouvoir évaluer la valeur de la résistance totale  $R_T$ , supposée constante par morceaux. Pour ce faire, nous proposons ici un

observateur non linéaire dont la constante de temps est indépendante du point de fonctionnement du système à condition de rester hors des zones de saturation de la commande.

Comme la résistance équivalente  $R_T$  n'intervient que dans l'équation dynamique de la tension rappelée ci-dessous, nous nous concentrons sur cette dernière.

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{1}{C} \left( \rho_d i_d + \rho_q i_q + \frac{1}{R_T} v_{dc} \right). \quad (5.17)$$

Pour simplifier les écritures, nous introduisons les trois variables suivantes :

$$\begin{aligned} \chi &= v_{dc}, \\ \mu &= \rho_d i_d + \rho_q i_q, \\ \Theta &= \frac{1}{R_T} \text{ avec : } R_T > 0. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Alors, en rappelant que la résistance  $R_T$  est supposée strictement positive (comme la valeur du condensateur  $C$ ) et constante par morceaux, nous écrivons les équations dynamiques de ce sous-système.

$$\begin{cases} \dot{\chi} &= -\frac{1}{C} (\mu + \Theta \chi), \\ \dot{\Theta} &= 0. \end{cases} \quad (5.19)$$

### Observateur de paramètre proposé dans la littérature

Dans [Fri97], l'auteur propose l'expression générale d'un observateur de paramètre pour un système multivariables de la forme suivante :

$$\dot{x} = h(x, u, \theta), \quad (5.20)$$

où  $h(x, u, \theta)$  est une fonction possiblement non linéaire. Les variables  $x$ ,  $u$  et  $\theta$  correspondent respectivement aux vecteurs d'état, de commande et de paramètre. L'expression générale d'un observateur non linéaire est donnée par l'équation (5.21) dans le cas où le vecteur d'état  $x$  est entièrement mesuré.

$$\begin{cases} \hat{\theta} &= \phi(x) + \zeta, \\ \dot{\zeta} &= -\Phi(x) h(x, u, \hat{\theta}). \end{cases} \quad (5.21)$$

Dans cette équation,  $\phi(x)$  est une fonction, possiblement non linéaire, judicieusement choisie. La fonction  $\Phi(x)$  est sa matrice Jacobienne.

Cette méthode générale peut s'appliquer à notre problème résumé par l'équation (5.19). En particulier, dans [Fri97], l'auteur propose un exemple similaire à notre problème. Ainsi, nous choisissons une fonction  $\phi(\chi)$  définie dans l'équation (5.22) comme proposé par l'auteur.

$$\phi(\chi) = -K_1 \chi^2, \quad \text{avec } K_1 > 0. \quad (5.22)$$

Sa dérivée par rapport à  $\chi$  est calculée et les équations de l'observateur s'écrivent alors :

$$\begin{cases} \hat{\Theta} &= -K_1 \chi^2 + \zeta, \\ \dot{\zeta} &= -2\frac{K_1}{C} \chi \mu - 2\frac{K_1}{C} \hat{\Theta} \chi^2. \end{cases} \quad (5.23)$$

Nous définissons l'erreur d'observation :  $e_1 = \hat{\Theta} - \Theta$  et nous exprimons son évolution :

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_1 &= \dot{\hat{\Theta}} - 0, \\
 &= -2K_1\chi\dot{\chi} + \dot{\zeta}, \\
 &= 2K_1\chi\frac{1}{C}(\mu + \Theta\chi) - 2\frac{K_1}{C}\chi\mu - 2\frac{K_1}{C}\hat{\Theta}\chi^2, \\
 &= 2K_1\frac{1}{C}\chi^2(\Theta - \hat{\Theta}), \\
 &= -2K_1\frac{1}{C}\chi^2e_1.
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

À partir de cette expression, nous vérifions que l'observateur converge. Cependant, sa dynamique dépend de la valeur de  $\chi$  et donc, du point de fonctionnement du système. De manière générale, il est préférable d'avoir un temps de convergence de l'observateur indépendant du point de fonctionnement du système. Cela réduit le compromis à faire entre la rapidité à faible tension et le risque d'instabilité à forte tension. Dans notre système, la valeur de  $\chi$  peut varier significativement et donc la dynamique de l'observateur aussi.

### Proposition d'observateur

Comme l'auteur l'explique dans [Fri97], le choix de la fonction  $\phi(x)$  n'est pas unique. Nous proposons ici une fonction  $\phi_2(\chi)$  de sorte que l'observateur converge exponentiellement vers  $\Theta$  avec un temps de convergence facilement réglable. En d'autres termes, nous souhaitons avoir une évolution de l'erreur d'observation de la forme  $\dot{e}_2 = -k_2e_2$  avec  $k_2$  une constante strictement positive à choisir. La fonction  $\phi_2(\chi)$  est définie comme :

$$\phi_2(\chi) = -k_2C \ln(\chi), \quad \text{avec } k_2 > 0. \tag{5.25}$$

Nous rappelons ici que  $\chi$  correspond physiquement à la tension  $v_{dc}$ . Sa valeur est alors réelle et strictement positive.

L'observateur que nous proposons est alors exprimé comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Theta}} &= -k_2C \ln(\chi) + \xi, \\ \dot{\xi} &= -k_2 \left( \frac{\mu}{\chi} + \hat{\Theta} \right). \end{cases} \tag{5.26}$$

L'erreur d'observateur peut être calculée :

$$\begin{aligned}
 \dot{e}_2 &= \dot{\hat{\Theta}} - 0, \\
 &= -k_2C\frac{\dot{\chi}}{\chi} + \dot{\xi}, \\
 &= k_2C\frac{1}{\chi}\frac{1}{C}(\mu + \Theta\chi) - k_2\left(\frac{\mu}{\chi} + \hat{\Theta}\right), \\
 &= k_2(\Theta - \hat{\Theta}), \\
 &= -k_2e_2.
 \end{aligned} \tag{5.27}$$



Le temps de convergence de l'observateur défini par (5.26) est donc uniquement dépendant du paramètre  $k_2$ . Ce paramètre strictement positif peut être choisi arbitrairement par l'utilisateur.

## Comparaison expérimentale des deux observateurs

Les deux observateurs présentés ont été implémentés expérimentalement sur le banc de test du laboratoire Ampère. La MSAP a été utilisée comme système d'entraînement pour faire tourner la MSR<sub>V</sub> à une vitesse constante de 690 rpm. La montée en tension de la MSR<sub>V</sub> a été réalisée avec la méthode présentée dans la section 5.2.2. Une fois une tension suffisante atteinte (environ 140 V), les références de courants de la MSR<sub>V</sub> sont fixées à  $i_d = -i_q = 0,39$  A. Dans ces conditions, la tension se stabilise autour de 135 V. Tandis que les courants sont régulés à leurs références, l'interrupteur  $Sw$  est basculé de sorte à modifier la valeur de  $R_T$ . Elle passe brutalement de 11 k $\Omega$  à 2,2 k $\Omega$ . Cette variation est observée simultanément par les deux observateurs. Leurs paramètres sont choisis comme  $K_1 = 1,255110^{-6}$  F V<sup>-2</sup>s<sup>-1</sup> et  $k_2 = 25$  s<sup>-1</sup>. Dans ces conditions, ils ont les mêmes temps de convergence lorsque  $v_{dc} = 135$  V.

La même procédure est répétée pour une tension de 100 V. Les paramètres des correcteurs sont identiques aux précédents. Avec le changement de point de fonctionnement  $v_{dc}$ , le taux de décroissance de l'observateur (5.23) varie. Au cours de ces deux expériences, la tension  $v_{dc}$  varie légèrement car les courants restent régulés à des valeurs constantes alors que la charge change. Ce point n'est pas critique et ne remet pas en cause la comparaison des deux observateurs.

Les résultats de ces deux expériences sont présentés sur la figure 5.8. À partir de ces graphiques, nous remarquons que les deux observateurs renvoient des résultats cohérents. En effet, les valeurs initiales et finales sont les mêmes pour les deux observateurs. L'observateur proposé dans la littérature a un temps de convergence dépendant du point de fonctionnement. En particulier, il devient plus lent lorsque le point de fonctionnement  $v_{dc}$  diminue. L'observateur que nous proposons a, lui, un temps de convergence constant.

Nous pouvons aussi remarquer que les valeurs initiales et finales ne sont pas exactement identiques entre les deux expériences. Ce point est mis en évidence sur la figure 5.9 qui représente les résultats des deux observateurs sur un même graphique. La différence de valeur finale est particulièrement visible. La variation des pertes du convertisseur peut expliquer ce comportement. En effet, les pertes du redresseur actif dépendent, entre autres, du niveau de courant et de la tension DC.

*Remarque 5.3.1.* La valeur du condensateur  $C$  apparaît dans les équations des observateurs, elle ne devrait presque pas changer au cours des expériences. Une attention particulière a été portée à sa mesure préalable aux expériences. La valeur mesurée est de 1,83 mF. ─

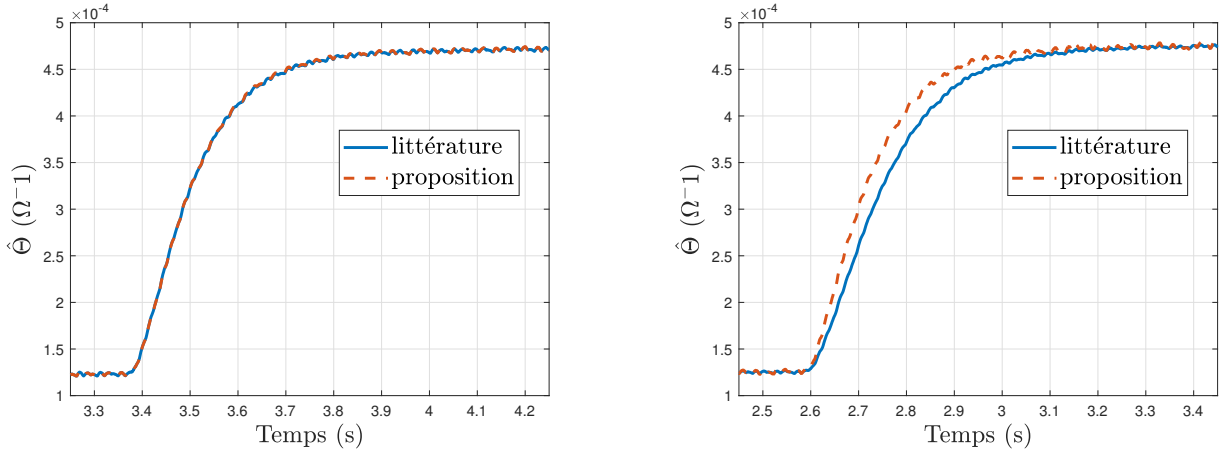


FIGURE 5.8 – Résultats des observateurs de charge autour du point de fonctionnement  $v_{dc} = 135$  V (gauche) et  $v_{dc} = 100$  V (droite)

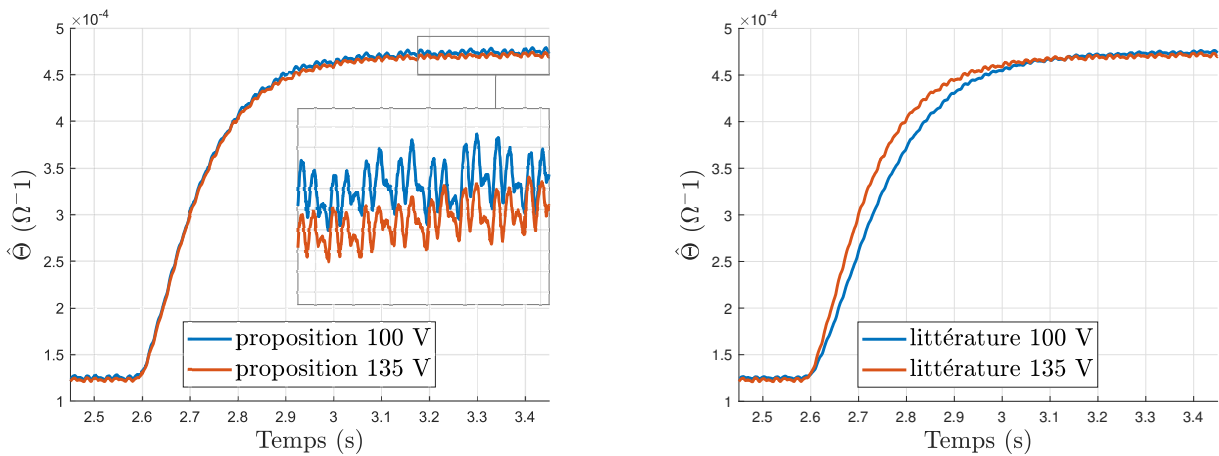


FIGURE 5.9 – Comparaison des observateurs de charge autour de deux points de fonctionnement

### 5.3.2 Contrôleur de tension basé sur un observateur non linéaire de charge

Les équations du système sont rappelées ci dessous :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L_d} \left( \rho_d v_{dc} - R_s i_d + \omega_e L_q i_q - e_d^0 \right), \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{1}{L_q} \left( \rho_q v_{dc} - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - e_q^0 \right), \\ \frac{dv_{dc}}{dt} &= -\frac{1}{C} \left( \rho_d i_d + \rho_q i_q + \frac{1}{R_T} v_{dc} \right). \end{cases} \quad (5.28)$$

Nous rappelons également que lorsque les courants de la MSRV augmentent, les FCEM deviennent négligeables. Dans la suite de cette section, elles sont considérées nulles.

Nous supposons que la dynamique des courants est suffisamment rapide par rapport à la dynamique de la tension pour envisager une commande par boucles imbriquées. Dans ce cas de figure, l'algorithme de commande est composé d'une boucle interne et rapide responsable de la commande des courants  $i_d$  et  $i_q$  et d'une boucle externe, plus lente, assurant le contrôle de la tension  $v_{dc}$ . Du point de vue de la boucle de tension, les courants atteignent presque instantanément leurs régimes permanents. Les commandes en régime permanent  $\rho_d^*$  et  $\rho_q^*$  sont exprimées dans l'équation (5.29) où  $i_d^*$  et  $i_q^*$  sont les courants en régime permanent.

$$\begin{aligned} \rho_d^* &= \frac{1}{v_{dc}} \left( R_s i_d^* - \omega_e L_q i_q^* \right), \\ \rho_q^* &= \frac{1}{v_{dc}} \left( R_s i_q^* + \omega_e L_d i_d^* \right). \end{aligned} \quad (5.29)$$

Les références de courants sont choisies de sorte à respecter l'égalité  $i_q^* = -|i_d^*|$ . De cette manière, en négligeant les saturations magnétiques, la MSRV fonctionne en régime MTPA. L'évolution de la tension se réécrit alors (nous rappelons que la tension  $v_{dc}$  est strictement positive) :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\Lambda \frac{i_d^{*2}}{v_{dc}} - \frac{1}{CR_T} v_{dc}, \quad (5.30)$$

avec  $\Lambda$  défini comme :

$$\Lambda = \frac{1}{C} \left[ 2R_s + \omega_e (L_q - L_d) \operatorname{sgn}(i_d^*) \right], \quad (5.31)$$

où  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  est la fonction signe définie par :

$$\begin{cases} \operatorname{sgn}(x) = -1 & \text{si } x < 0, \\ \operatorname{sgn}(x) = 1 & \text{si } x \geq 0. \end{cases} \quad (5.32)$$

Dans l'équation (5.30), les variables de commande  $\rho_d$  et  $\rho_q$  n'apparaissent plus du fait de la mise en cascade des contrôleurs, si bien que le terme  $i_d^*$  peut être considéré comme une variable

de commande. Nous proposons de la choisir comme exprimée dans l'équation suivante, où la fonction  $\pm\sqrt{(\cdot)}$  est la fonction racine carrée signée définie à l'équation (5.34).

$$i_d^* = \pm\sqrt{-\frac{v_{dc}}{\Lambda} \left( \frac{1}{CR_T} v_{dc} - g (v_{dc} - v_{dc}^\#) \right)} \quad \text{avec : } g > 0. \quad (5.33)$$

$$\pm\sqrt{(x)} = \sqrt{|x|} \text{sgn}(x). \quad (5.34)$$

De cette manière, l'effet de la résistance  $R_T$  est compensé. La dynamique de tension en boucle fermée peut être choisie arbitrairement à travers le paramètre strictement positif  $g$  à condition de rester significativement plus lent que la boucle de courant. En effet, en combinant (5.33) et (5.30), nous obtenons l'évolution de la tension  $v_{dc}$  en boucle fermée :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -g (v_{dc} - v_{dc}^\#). \quad (5.35)$$

Notons que la loi de commande proposée par l'équation (5.33) semble présenter un problème implicite. En effet, le terme  $\text{sgn}(i_d^*)$  intervient dans l'expression de  $\Lambda$  (5.31) nécessaire au calcul de  $i_d^*$  (5.33). Ce problème est contourné par une analyse physique. Le couple est proportionnel à  $i_d i_q$  et  $i_q$  est nécessairement négatif. Le signe du couple réductant est alors inverse au signe de  $i_d^*$ . Finalement, nous arrivons à la conclusion suivante :

$$\text{sgn}(i_d) = -\text{sgn}(v_{dc} - v_{dc}^\#) \text{sgn}(\Omega). \quad (5.36)$$

La loi de commande (5.33) nécessite la connaissance du paramètre  $R_T$ . Ce paramètre est sujet à des variations significatives et sa valeur ne peut donc pas être supposée connue. L'observateur proposé dans le paragraphe 5.3.1 permet d'avoir une valeur observée du paramètre  $R_T$ . Ainsi, la loi de commande de tension se réécrit :

$$i_d^* = \pm\sqrt{-\frac{v_{dc}}{\Lambda} \left( \frac{\hat{\Theta}}{C} v_{dc} - g (v_{dc} - v_{dc}^\#) \right)} \quad \text{avec : } g > 0. \quad (5.37)$$

Alors, le système à étudier fait intervenir, à la fois, la dynamique de tension en boucle fermée, et celle de l'erreur d'observation.

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = -g (v_{dc} - v_{dc}^\#) + \frac{1}{C} e_2 v_{dc}, \\ \frac{de_2}{dt} = -k_2 e_2. \end{cases} \quad (5.38)$$

La dynamique de l'erreur d'observation étant indépendante de la tension  $v_{dc}$ , nous calculons facilement une solution explicite.

$$e_2(t) = e_0 \exp^{-k_2 t}. \quad (5.39)$$

Le paramètre  $e_0$  correspond à la valeur initiale de l'erreur d'observation. Nous introduisons l'erreur de tension comme  $\tilde{v}_{dc} = v_{dc} - v_{dc}^\#$ . Nous exprimons alors l'évolution de cette grandeur :

$$\begin{aligned} \tilde{v}_{dc} &= v_0 \exp^{A(t=0)} \exp^{-A(t)} + v_{dc}^\# g \int_0^t \exp^{A(s)} ds \exp^{-A(t)} - v_{dc}^\#, \\ \text{avec : } &gt; gt + \frac{e_0}{k_2 C} \exp^{-k_2 t}, \end{aligned} \quad (5.40)$$

où  $v_0$  est la tension DC initiale. La stabilité du système se déduit de l'équation (5.40) sous la condition de valeurs positives pour les paramètres  $k_2$  et  $g$ .

### 5.3.3 Implémentation expérimentale d'une première loi de commande

La loi de commande (5.37) a été testée en simulation puis en conditions expérimentales. Nous présentons ici les résultats obtenus. Le schéma de commande est représenté sur la figure 5.10. Les dynamiques des boucles de courant et de tension sont suffisamment distantes pour envisager une mise en cascade des contrôleurs.

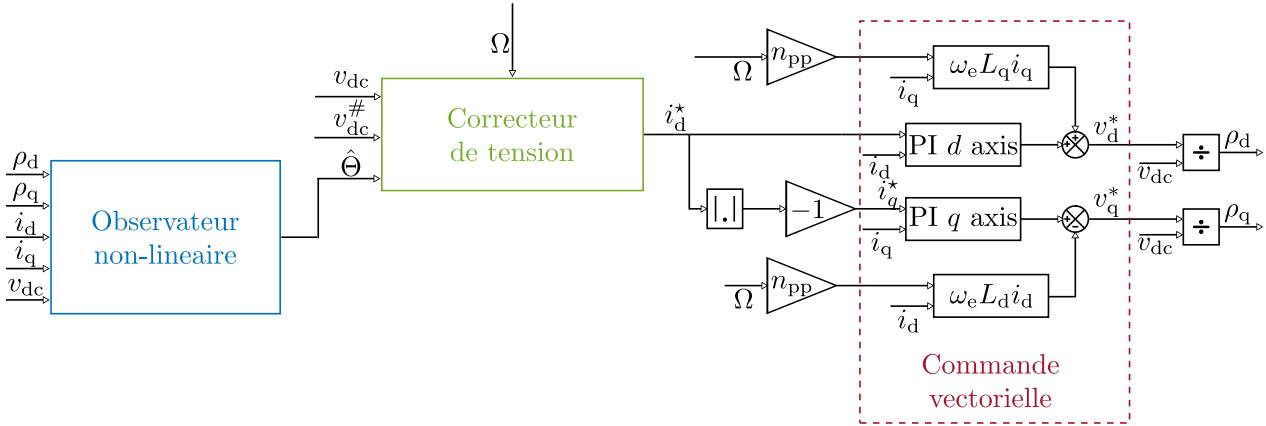


FIGURE 5.10 – Représentation du schéma de commande de l'asservissement de la tension

Les paramètres  $g$  et  $k_2$  ont été choisis égaux à  $2 \text{ s}^{-1}$  et  $25 \text{ s}^{-1}$  respectivement. Dans une première phase (représentée en bleu sur la figure 5.11), l'interrupteur  $Sw$  est maintenu ouvert, la charge  $R_T$  ne varie pas. La référence de tension passe de  $100 \text{ V}$  à  $135 \text{ V}$ . Ensuite, la référence de tension est ramenée à  $100 \text{ V}$ . Dans une seconde phase (représentée en rouge sur la figure 5.11), un échelon de charge est appliqué en fermant l'interrupteur  $Sw$ . La charge  $R_T$  passe alors de  $11 \text{ k}\Omega$  à  $300 \Omega$  alors que la référence de tension est maintenue constante à  $100 \text{ V}$ . Après quelques secondes, l'interrupteur  $Sw$  est à nouveau ouvert, résultant en une nouvelle variation de charge. Elle passe cette fois de  $300 \Omega$  à  $11 \text{ k}\Omega$  environ. Les résultats de cette expérience sont montrés sur la figure 5.11. Ils sont comparés au cas où la charge  $R_T$  n'est pas observée et est donc considérée constante et égale à  $11 \text{ k}\Omega$ . La tension  $v_{dc}$  est maintenue proche de sa référence même lorsqu'une variation de charge est imposée.

Nous remarquons une légère erreur statique sur la tension. Elle est due aux incertitudes des paramètres expérimentaux malgré leur détermination précautionneuse. Cette erreur statique est évitable, notamment en ajoutant une action intégrale à la loi de commande proposée. Nous avons commencé à suivre cette piste, le dernier paragraphe de la sous-section 5.3.4 présente les résultats obtenus.

La majeure partie de la perturbation due à la variation de charge est rejetée. Nous notons un effet de couplage entre la régulation de tension  $v_{dc}$  et l'observateur de charge. Ce couplage est en partie causé par le filtrage de la mesure de tension. La régulation de vitesse de la MSAP a aussi un effet sur la régulation de tension de la MSRV. En effet, la vitesse ne reste pas exactement constante, en particulier lors d'une variation de charge. Dans cette configuration, la MSRV produit un couple significativement plus important et la MSAP doit compenser cette perturbation pour maintenir une vitesse constante. La régulation de vitesse de la MSAP ayant une dynamique finie, la vitesse de rotation change transitoirement.

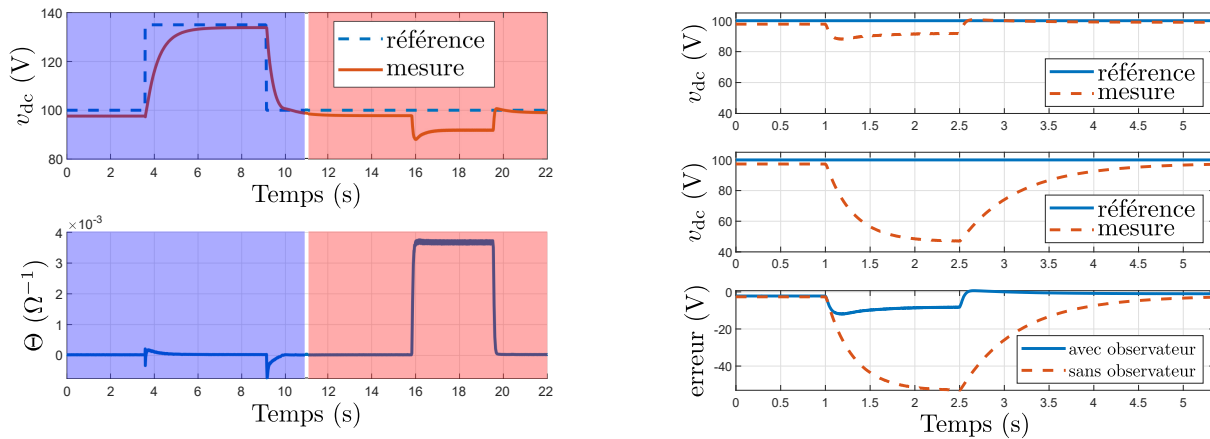


FIGURE 5.11 – Comportement du système soumis à la loi de commande proposée (gauche), comparaison à une loi de commande sans observateur (droite)

### 5.3.4 Pistes d'amélioration pour la stratégie de commande proposée

#### Utilisation des tableaux d'inductances identifiées

Une première amélioration est la prise en compte des saturations magnétiques à travers l'utilisation de tableaux de données. De cette manière, le paramètre  $\Lambda$  (5.31) (dans lequel les valeurs de  $L_d$  et  $L_q$  interviennent) prendrait en compte la dépendance des inductances avec les courants. Alors les incertitudes paramétriques devraient être réduites. L'erreur statique devrait diminuer.

Nous avons réalisé des essais allant dans ce sens en utilisant l'identification des inductances présentées dans la section 2.5.2. Le correcteur de tension est le même que celui présenté au paragraphe précédent.

Nous souhaitons réguler la tension  $v_{dc}$  à une valeur de 100 V. Initialement la charge résistive est grande et les courants sont donc faibles. Puis, après 3 s, nous imposons un échelon de charge, faisant passer la charge résistive de 11 k $\Omega$  environ à 300  $\Omega$  environ. La consigne de tension est maintenue à 100 V, les courants augmentent en valeur absolue. Après 3,3 s environ, nous imposons la variation inverse, faisant passer la charge résistive de 300  $\Omega$  environ à 11 k $\Omega$  environ. Cette expérience est réalisée dans un premier temps en utilisant des inductances constantes dans la commande. Dans un second temps, les tables d'inductances identifiées sont utilisées.

La figure 5.12 permet de comparer les résultats de ces deux expériences.

L'utilisation des tableaux d'inductances dans le contrôleur de tension permet de réduire l'erreur statique sans toutefois l'annuler. Dans les deux expériences, l'erreur statique est plus importante en charge, lorsque le courant est important. Nous remarquons également qu'à la suite du créneau de charge, la tension  $v_{dc}$  en régime permanent n'est pas égale à celle en début d'expérience. Cela peut s'expliquer par une légère variation thermique causée par la circulation des courants ou par une modification de l'aimantation rémanente. Malgré une amélioration du régime permanent, l'utilisation de tables d'inductances n'a pas un effet particulièrement remarquable sur les régimes transitoires.

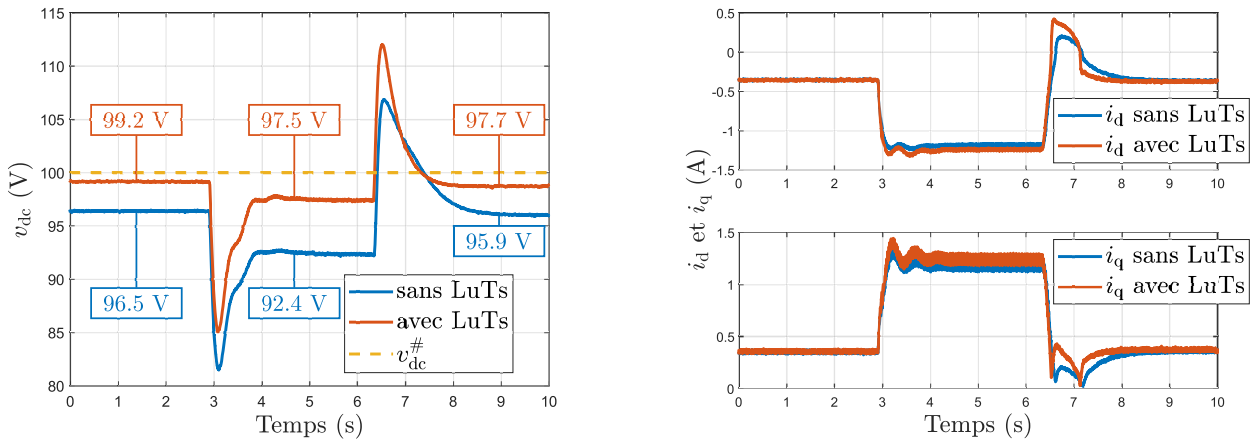


FIGURE 5.12 – Comparaison de la régulation de tension avec et sans l'utilisation des tableaux d'inductances (gauche) et comparaison des courants associés (droite)

### Ajout d'une action intégrale dans le correcteur de tension

Une seconde piste d'amélioration consiste à ajouter une action intégrale dans le correcteur de tension. L'intégrateur assure une erreur statique nulle. Dans cette configuration, l'observateur de charge garde un intérêt. En effet, grâce à l'observateur, le gain d'intégrateur du correcteur peut être réduit, limitant ainsi les potentiels problèmes liés au phénomène d'emballement.

Comme dans le paragraphe précédent, nous souhaitons réguler la tension  $v_{dc}$  à une valeur consigne de 100 V. Nous utilisons ici les tables d'inductances identifiées à la section 2.5.2. Dans une première expérience nous utilisons un correcteur avec une action intégrale. Ses paramètres sont calculés de sorte que la tension évolue comme la réponse indicielle d'un système du second ordre dont les paramètres sont  $\omega_n = 3 \text{ rad.s}^{-1}$  et  $\xi = 0,67$ . La valeur de  $R_T$  nécessaire au correcteur de tension est constante et égale à 11 k $\Omega$ . Un échelon de charge est appliqué à  $t \approx 2$  s. La charge est ramenée à sa valeur initiale à  $t \approx 6,5$  s. La même expérience est répétée avec une valeur de  $R_T$  provenant de l'observateur de charge. Les paramètres du correcteur de tension sont les mêmes que ceux de l'expérience précédente. La figure 5.13 permet de comparer les résultats de ces deux expériences.

Avec l'action intégrale, l'erreur statique est nulle dans les deux cas. L'observateur de charge permet d'augmenter légèrement la dynamique du rejet de perturbations. La tension  $v_{dc}$  revient plus rapidement à sa consigne lorsque l'observateur est utilisé. Surtout, l'observateur de charge permet de réduire les dépassements lors des variations de charge.

## 5.4 Perspectives de commande d'une MSR/V génératrice déconnectée du réseau électrique

Nous nous intéressons dans cette section aux premières investigations que nous avons menées pour développer une seconde loi de commande pour le système présenté dans la section 5.1 et modélisé par le système d'équations (5.1). Comme dans la section précédente, l'objectif ici est de piloter la tension  $v_{dc}$  à partir de conditions initiales non nulles.

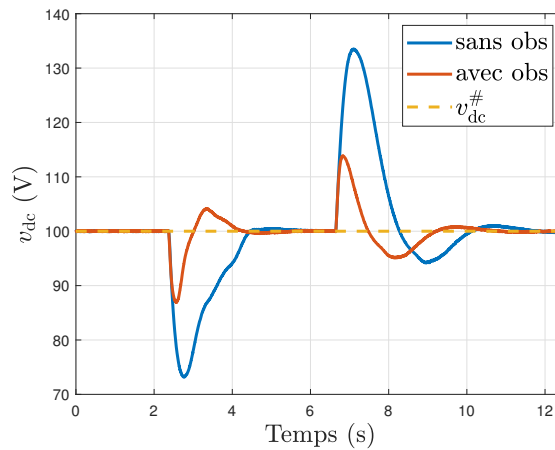


FIGURE 5.13 – Comparaison de la régulation de tension avec et sans observateur en plus du régulateur PI

### Synthèse de correcteur pour système bilinéaire : utilisation des méthodes LMI

Une approche consiste à borner les termes bilinéaires afin de réaliser une commande par retour d'état dont les gains sont calculés par résolution d'inégalités matricielles linéaires (*LMI: Linear Matrix Inequalities* en anglais) [Tar09 ; Ama09]. Cette approche permet de stabiliser le système autour d'un point d'équilibre. Cependant, d'après les premières simulations que nous avons pu faire, le domaine d'attraction est assez restreint. Lorsque l'on souhaite fixer des bornes réalistes sur les termes bilinéaires, l'optimisation LMI ne parvient pas à trouver une solution au problème. En effet, le domaine d'attraction est restreint. Aussi, des problématiques de conditionnement numérique se posent. Elles peuvent a priori être traitées comme proposées dans [SR06, p. 15] ou dans [Ndo22].

### Commande non linéaire linéarisante

Du fait des limites rencontrées avec l'approche locale précédente (taille du bassin d'attraction), il est naturel de chercher des solutions de commande globale qui ne reposent pas sur des techniques de linéarisation autour d'un point de fonctionnement. Ainsi, la théorie de la commande non linéaire linéarisante (CNLL) [Isi89] a été étudiée. L'intérêt de cette approche est de linéariser le système non pas localement mais sur tout le domaine physique étudié.

Nous avons montré que le modèle (5.1) peut se mettre sous une forme affine en la commande (cf. (5.13)). Notre objectif étant de piloter la tension  $v_{dc}$ , du fait d'avoir un vecteur de commande de dimension deux, nous avons un degré de liberté supplémentaire. Dans notre cas, nous proposons de piloter l'énergie électrique du système notée  $E_n$ .

$$E_n = \frac{1}{2} (L_d i_d^2 + L_q i_q^2 + C v_{dc}^2). \quad (5.41)$$

Ce choix est pertinent à plus d'un titre : en effet, il serait intéressant d'optimiser la quantité d'énergie lors du pilotage de  $v_{dc}$ . Cette optimisation pouvant se faire sous contraintes (respect de  $i_d = \alpha i_q$ , saturation de commande par exemple).

De plus, nous remarquons que la sortie  $y$  définie par l'équation (5.42) est une sortie



plate [Fli95 ; Fli97] du modèle (5.13).

$$y = \begin{pmatrix} h_1(x) = v_{dc} \\ h_2(x) = E_n \end{pmatrix}. \quad (5.42)$$

Nous pouvons alors exploiter les avantages de la théorie de la platitude qui, dans notre cas, sera appliquée en gardant une approche CNLL. Nous montrerons, plus loin dans ce paragraphe, que notre système est complètement linéarisable (*full linearizable* en anglais). Ainsi, il ne présente aucune dynamique résiduelle, le modèle avec une CNLL et une commande stabilisante est alors globalement asymptotiquement stable (GAS). Cette propriété très forte de stabilité est remarquable ici.

Dans la suite, nous développons les calculs pour la synthèse de commande en étudiant le caractère local ou global du difféomorphisme dû au changement de base puis en mettant en exergue les potentielles singularités de la commande. La démarche de la mise en œuvre d'une CNLL associée à un retour d'état stabilisant est résumé sur la figure 5.14. Nous remarquons que

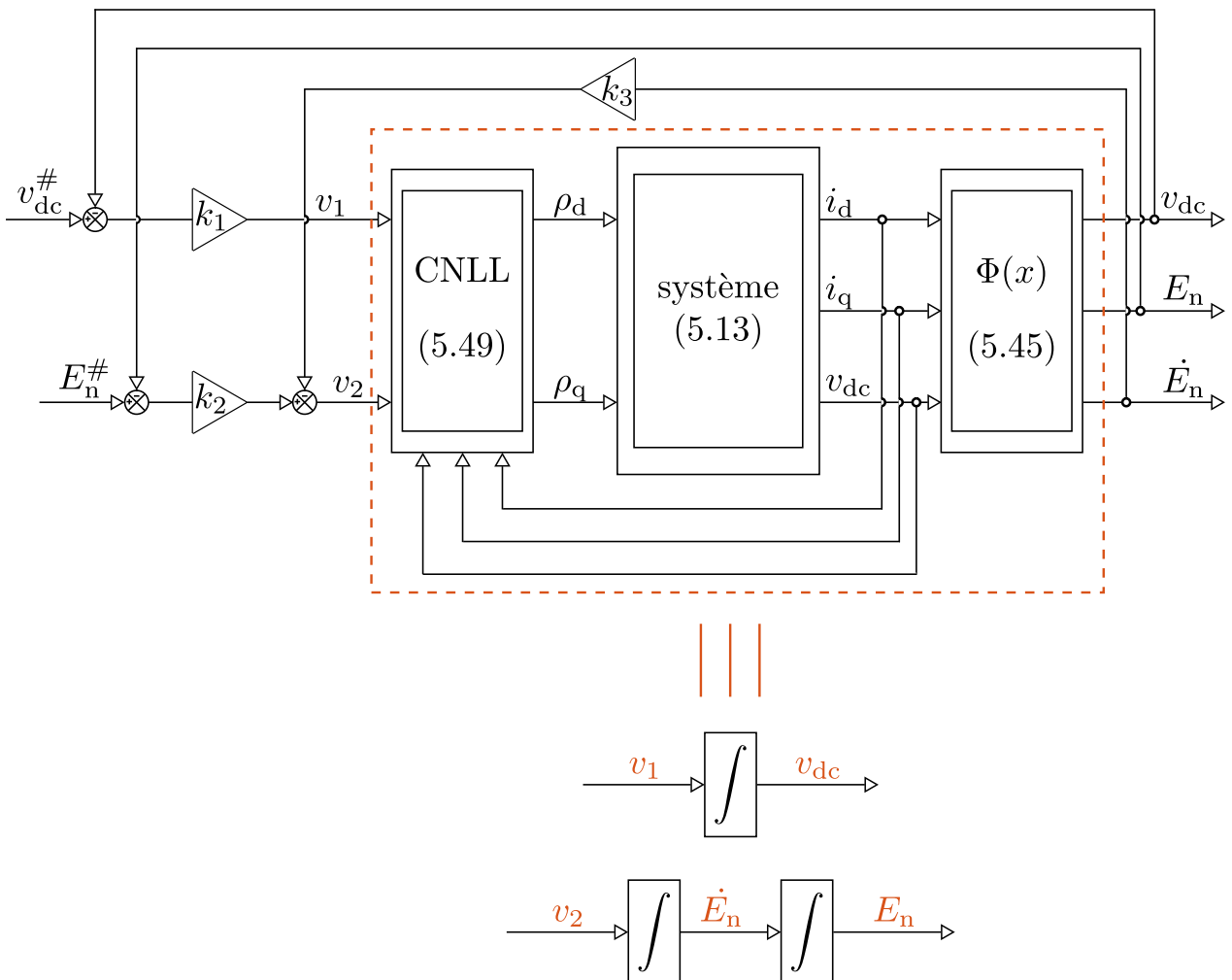


FIGURE 5.14 – Représentation d'une CNLL associée à un retour d'état stabilisant

la CNLL permet de transformer le modèle (5.13) en deux chaînes d'intégrateurs découplées et facilement stabilisables par un retour d'état.

Étape 1 : calculons les indices caractéristiques de chacune des composantes de notre sortie  $y$ . L'indice caractéristique  $r_i$  associé à la composante  $h_i$  de la sortie  $y$  correspond au plus petit entier strictement positif tel que  $\mathcal{L}g_i \mathcal{L}_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0$  pour l'une des composante de  $g(x)$ . L'expression  $\mathcal{L}_f h_i$  est la dérivée de Lie de  $h_i$  par rapport au champ  $f(x)$ . Elle se calcule comme :

$$\mathcal{L}_f h_i = \sum_{j=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_j} f_j(x). \quad (5.43)$$

Ainsi, nous calculons :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}g_1 h_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} g_1 = -\frac{i_d}{C}, \\ \mathcal{L}g_2 h_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} g_2 = -\frac{i_q}{C}, \end{aligned} \quad (5.44a)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}g_1 h_2 &= \begin{bmatrix} L_d i_d & L_q i_q & C v_{dc} \end{bmatrix} g_1 = 0, \\ \mathcal{L}g_2 h_2 &= \begin{bmatrix} L_d i_d & L_q i_q & C v_{dc} \end{bmatrix} g_2 = 0, \end{aligned} \quad (5.44b)$$

$$\mathcal{L}_f h_2 = -R_s (i_d^2 + i_q^2) + \omega_e (L_q - L_d) i_d i_q - \frac{1}{R_T} v_{dc}^2. \quad (5.44c)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L}g_1 \mathcal{L}_f h_2 &= \begin{bmatrix} -2R_s i_d + \omega_e (L_q - L_d) i_q & -2R_s i_q + \omega_e (L_q - L_d) i_d & -\frac{2}{R_T} v_{dc} \end{bmatrix} g_1, \\ &= -\frac{2R_s i_d}{L_d} v_{dc} + \omega_e \frac{L_q - L_d}{L_d} i_q v_{dc} + \frac{2i_d v_{dc}}{C R_T}, \\ \mathcal{L}g_2 \mathcal{L}_f h_2 &= \begin{bmatrix} -2R_s i_d + \omega_e (L_q - L_d) i_q & -2R_s i_q + \omega_e (L_q - L_d) i_d & -\frac{2}{R_T} v_{dc} \end{bmatrix} g_2, \\ &= -\frac{2R_s i_q}{L_q} v_{dc} + \omega_e \frac{L_q - L_d}{L_q} i_d v_{dc} + \frac{2i_q v_{dc}}{C R_T}. \end{aligned} \quad (5.44d)$$

Nous déterminons les indices caractéristiques et leurs conditions à partir des équations (5.44), en particulier :

- l'équation (5.44a) nous indique que  $r_1 = 1$  si  $(i_d, i_q) \neq (0, 0)$ ,
- l'équation (5.44b) nous indique que  $r_2 > 1$  sans condition particulière,
- l'équation (5.44d) nous indique que  $r_2 = 2$  si (5.44d)  $\neq 0$ .

Sous les conditions énoncées, nous constatons que la somme des indices caractéristiques est égale à l'ordre du système :  $r_1 + r_2 = 3$ . Le système est alors complètement linéarisable.

Étape 2 : le changement de repère  $z = \Phi(x)$  doit correspondre à un difféomorphisme.

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{bmatrix}, \quad z = \Phi(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \\ \mathcal{L}_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dc} \\ E_n \\ \dot{E}_n \end{bmatrix}. \quad (5.45)$$

Vérifions qu'il est inversible. Nous nous intéressons à l'inversibilité de sa matrice jacobienne :

$$\frac{\partial \Phi}{\partial x} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ L_d i_d & L_q i_q & C v_{dc} \\ -2R_s i_d + \omega_e (L_q - L_d) i_q & -2R_s i_q + \omega_e (L_q - L_d) i_d & -\frac{2v_{dc}}{R_T} \end{pmatrix}. \quad (5.46)$$

Nous calculons :

$$\det \left( \frac{\partial \Phi}{\partial x} \right) = (L_q - L_d) \left( 2R_s i_d i_q + \omega_e (L_d i_d^2 - L_q i_q^2) \right). \quad (5.47)$$

Le changement de repère  $\Phi(x)$  est inversible sous les conditions suivantes :

$$\begin{cases} L_d \neq L_q, \\ 2R_s i_d i_q + \omega_e (L_d i_d^2 - L_q i_q^2) \neq 0. \end{cases} \quad (5.48)$$

La première condition est toujours vraie pour la machine étudiée. La seconde relation est une singularité mathématique, nous remarquons qu'il s'agit de la quantité  $v_d i_q + v_q i_d$ . Nous devons vérifier que cette singularité se situe en dehors du domaine de travail, et que ce dernier est positivement invariant : toutes trajectoires initialisées dans le domaine de travail doit y rester.

Étape 3 : synthétisons une CNLL. Pour des systèmes complètement linéarisables, la commande donnée par l'équation (5.49) permet de réaliser une linéarisation globale de sorte à ce que la relation entrée/sortie soit linéaire sous la condition d'une matrice  $\Delta(x)$  inversible. Le vecteur  $v$  est une commande stabilisante choisie arbitrairement. Nous pouvons, par exemple, choisir une commande par retour d'état.

$$u(x) = \alpha(x) + \beta(x)v, \quad \text{avec : } v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}. \quad (5.49)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} \alpha(x) = -\Delta^{-1}(x) \begin{pmatrix} \mathcal{L}_f h_1 \\ \mathcal{L}_f^2 h_2 \end{pmatrix} \\ \beta(x) = \Delta^{-1}(x) \end{cases} \quad \text{où : } \Delta(x) = \begin{bmatrix} \mathcal{L}g_1 h_1 & \mathcal{L}g_2 h_1 \\ \mathcal{L}g_1 \mathcal{L}_f h_2 & \mathcal{L}g_2 \mathcal{L}_f h_2 \end{bmatrix},$$

$$\text{et : } \begin{cases} \mathcal{L}_f h_1 = -\frac{1}{R_T C} v_{dc}, \\ \mathcal{L}_f^2 h_2 = \frac{1}{L_d} (\omega_e (L_q - L_d) i_q - 2R_s i_d) (\omega_e L_q i_q - R_s i_d) \\ \quad - \frac{1}{L_q} (\omega_e (L_q - L_d) i_d - 2R_s i_q) (\omega_e L_d i_d + R_s i_q) + \frac{2v_{dc}^2}{C R_T^2}. \end{cases}$$

La matrice  $\Delta(x)$  est inversible si son déterminant est non nul. Avec les expressions données à l'équation (5.44), nous pouvons calculer  $\det(\Delta(x))$  :

$$\begin{aligned}\det(\Delta(x)) &= \mathcal{L}g_1h_1 \cdot \mathcal{L}g_2\mathcal{L}_fh_2 - \mathcal{L}g_2h_1 \cdot \mathcal{L}g_1\mathcal{L}_fh_2, \\ &= \frac{2R_s v_{dc} i_d i_q}{C} \left( \frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right).\end{aligned}\tag{5.50}$$

Alors, la matrice  $\Delta(x)$  est inversible si les états sont tous non nuls et que les inductances  $L_d$  et  $L_q$  ne sont pas égales entre elles, ce qui est bien le cas dans le domaine de travail.

Étape 4 : synthétisons une commande stabilisante. Nous proposons une commande par retour d'état dans le nouveau repère introduit (cf. (5.45)). Ainsi, nous écrivons :

$$\begin{aligned}v_1 &= k_1 (v_{dc}^\# - v_{dc}), \\ v_2 &= k_2 (E_n^\# - E_n) - k_3 \dot{E}_n,\end{aligned}\tag{5.51}$$

où les constantes  $k_1, k_2$  et  $k_3$  sont choisies de sorte que le système en boucle fermée soit stable et évolue avec les dynamiques souhaitées.

Étape 5 : planification de trajectoire d'énergie. Pour une tension de consigne  $v_{dc}^\#$  imposée, il faut une trajectoire de consigne d'énergie  $E_n^\#$  cohérente et permettant d'optimiser la consommation d'énergie. Des algorithmes d'optimisation sous contrainte sont à étudier.

Des premiers résultats de simulations obtenus nous encouragent à continuer sur cette voie. Cela nous donne des perspectives intéressantes, à la fois pour la planification de trajectoire d'énergie et pour l'implémentation expérimentale.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons traité de la problématique de l'utilisation d'une génératrice synchrone à réluctance variable dans une zone dépourvue de réseau électrique. Il conclut ce mémoire de thèse avec une application concrète des contributions présentées. Dans un premier temps, le système considéré est détaillé et analysé. Le but de ce système est de produire et piloter une tension continue à partir d'une génératrice synchrone à réluctance variable dont le bus de tension est initialement déchargé. Deux phases de fonctionnement ont été identifiées pour remplir cet objectif. Dans un premier temps, il faut construire le bus de tension. Cette phase est absolument nécessaire, en effet, elle précède la seconde qui consiste à piloter le niveau du bus continu.

Nous avons proposé une méthode permettant d'améliorer les chances de réussite de la première phase de fonctionnement. Cette méthode est basée sur l'analyse du couple produit par la machine, le modèle proposé dans le chapitre précédent est utilisé. Des résultats expérimentaux appuient notre analyse et permettent de valider notre méthode. Des difficultés comme la saturation de tension et la durée de la montée de tension sont discutées et surmontées expérimentalement.

Dans une deuxième section, nous avons traité de la seconde phase de fonctionnement. Nous avons proposé une première loi de commande permettant de réaliser notre objectif. Un

observateur non linéaire a été développé à cet effet. Il présente l'intérêt d'avoir un temps de réponse indépendant du point de fonctionnement du système. Il a été comparé expérimentalement à un observateur similaire récupéré dans la littérature.

Des pistes d'amélioration de la loi de commande ont été proposées et explorées expérimentalement. Enfin, les perspectives identifiées ont été données.

# Conclusion générale

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire Ampère. Il avait pour but d'étudier la machine synchrone à réluctance variable, de modéliser son comportement électrique et de développer des lois de commande adaptées. Le travail peut être décomposé en deux parties : une première durant laquelle nous avons étudié la modélisation de la MSR<sub>V</sub> et une seconde visant à capitaliser sur la modélisation précédente en développant des lois de commande. Ainsi, les travaux décrits dans le document se situent à l'intersection de deux disciplines : le génie électrique et l'automatique.

## Bilan et contributions

Les contributions principales de cette thèse sont mises en évidence sur la figure 5.15. Les encadrés en pointillés correspondent à des contributions secondaires. Nous revenons ci-dessous sur chaque chapitre de ce document en y détaillant les contributions.

**Chapitre 1** Ce chapitre permet d'introduire le contexte général dans lequel s'inscrit la thèse. À partir d'un retour historique sur le développement des machines électriques, nous recentrons le propos sur l'électrification des transports. Une comparaison de la MSR<sub>V</sub> avec les autres principales machines triphasées est proposée. Un état de l'art sur les machines synchrones à réluctance variable est établi. Enfin, ce chapitre est conclu par une présentation du banc de test du laboratoire Ampère.

**Chapitre 2** Dans ce chapitre, nous étudions en détail la modélisation du comportement électrique de la machine synchrone à réluctance variable. Nous partons d'un modèle simple, que nous complexifions progressivement en mettant en évidence certaines subtilités comme l'équivalence des modèles à deux et à quatre paramètres, ou encore la tension de neutre de la machine. La majorité des phénomènes présentés dans ce chapitre sont illustrés par des résultats expérimentaux. Nous identifions deux contributions secondaires dans ce chapitre :

### *Contributions :*

- Clarification des modèles à deux et quatre paramètres. Relations entre les paramètres des deux modèles.
- Investigations sur la tension de neutre de la machine.

**Chapitre 3** Ce troisième chapitre traite de la calibration du capteur de position de la machine synchrone à réluctance variable. Nous souhaitons développer ce point car, à notre sens, il est

<h2 style="text-align: center;">Chapitre 2</h2> <p style="text-align: center;">Modélisations électriques de la machine synchrone à réluctance variable</p>	<h2 style="text-align: center;">Chapitre 3</h2> <p style="text-align: center;">Problématique de la calibration du capteur de position de la machine synchrone à réluctance variable</p>
<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Modélisation électrique classique d'une machine synchrone à réluctance variable idéale dans le repère triphasé (a,b,c)</li> <li>2. Modélisation électrique classique d'une machine synchrone à réluctance variable idéale dans le repère de Park (d,q,0)</li> <li>3. Bilan de puissance de la MSRV</li> <li>4. Étude de la tension de neutre de la machine synchrone à réluctance variable</li> <li>5. Prise en compte des saturations magnétiques des inductances en (d,q,0)</li> </ol>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Prise en compte d'une erreur d'alignement du capteur de position</li> <li>2. Alignement d'une MSRV par la méthode de l'échelon de tension</li> <li>3. Alignement d'une MSRV par la méthode de la recherche du couple nul</li> <li>4. Proposition d'une méthode d'alignement adaptée pour la MSRV</li> <li>5. Récapitulatif des résultats et perspectives</li> </ol>
<h2 style="text-align: center;">Chapitre 4</h2> <p style="text-align: center;">Étude et modélisation de l'aimantation rémanente de la MSRV</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Modélisation de l'aimantation rémanente de la MSRV</li> <li>2. Comparaison expérimentale</li> <li>3. Méthode d'estimation des FCEM de la MSRV</li> <li>4. Effets de l'aimantation rémanente de la MSRV</li> </ol>	<h2 style="text-align: center;">Chapitre 5</h2> <p style="text-align: center;">Utilisation d'une MSRV dans une application de génération de tension continue</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. Présentation du système</li> <li>2. Problématique de la montée en tension de la MSRV génératrice</li> <li>3. Problématique de la commande de la MSRV utilisée en génératrice</li> <li>4. Perspectives de commande d'une MSRV génératrice déconnectée du réseau électrique</li> </ol>

FIGURE 5.15 – Mise en évidence des contributions de chaque chapitre

---

peu mentionné dans la littérature scientifique et pose souvent des difficultés lors des essais expérimentaux. Trois méthodes de calibration sont présentées et une modélisation prenant en compte le biais du capteur de position est développée. Deux des méthodes présentées sont connues de la littérature et héritées des méthodes mises au point pour les machines synchrones à aimants permanents. La troisième méthode présentée est originale et a été développée en collaboration avec Thomas PHAM lors de son projet de fin d'études. Les méthodes sont présentées, comparées et discutées. Les résultats expérimentaux sont analysés et discutés.

***Contributions :***

- Comparaison expérimentale de méthodes de calibration du capteur de position.
- Méthode basée sur l'estimation des inductances.

**Chapitre 4** Le quatrième chapitre de cette thèse traite de la modélisation des forces contre électromotrices causées par l'aimantation rémanente de la machine. Le phénomène d'aimantation rémanente présente dans la machine synchrone à réluctance variable est connue de la littérature scientifique mais n'a pas été modélisé. Nous proposons une modélisation théorique de ce phénomène permettant d'expliquer les formes singulières des forces contre électromotrices mesurables expérimentalement. Nous proposons de prendre en considération à la fois l'aimantation du rotor et du stator. Des mesures expérimentales appuient notre modélisation et sa comparaison avec un modèle simple, trouvé dans la littérature, est réalisée. En particulier, le redressement des forces contre électromotrices par un pont de diode est simulé et testé expérimentalement.

Nous proposons ensuite deux méthodes d'estimation des forces contre électromotrices. Les deux méthodes sont complémentaires et produisent des résultats cohérents entre eux. Les résultats expérimentaux obtenus sont discutés et les limites des méthodes sont présentées.

Enfin, nous développons une section sur les effets de l'aimantation rémanente : la commande, la mesure d'inductance et le couple sont investigués. En particulier, les effets sur les mesures d'inductances sont discutés en détails et des essais expérimentaux sont réalisés.

***Contributions :***

- Modélisation de l'aimantation rémanente et comparaisons expérimentales.
- Méthode d'estimation des forces contre électromotrices.
- Investigations sur les effets de l'aimantation rémanente.

**Chapitre 5** Le dernier chapitre de ce travail traite de la commande d'une génératrice synchrone à réluctance variable dépourvue d'alimentation électrique. Il repose largement sur le chapitre précédent. Après une définition et une analyse du système considéré, nous identifions deux phases de fonctionnement. Une première phase critique durant laquelle l'objectif est d'obtenir un bus de tension continu suffisant pour piloter la génératrice. Une seconde phase durant laquelle le bus de tension est régulé indépendamment des variations de charge électrique ou de vitesse de rotation de l'arbre. Ce chapitre constitue une ouverture puisqu'il donne lieu à de nombreuses perspectives.

***Contributions :***

- Montée en tension contrôlée.
- Proposition d'un observateur de charge électrique.



- Investigation sur une loi de commande pour réguler le bus de tension.

## Perspectives

Dans l'introduction de ce mémoire, nous avons insisté sur l'aspect multidisciplinaire de cette thèse. Il est alors assez naturel de remarquer que les perspectives de nos travaux recouvrent à la fois le domaine du génie électrique et celui de l'automatique. Nous avons regroupé les pistes de travail en trois groupes : la modélisation, la commande, et les applications des MSR.V.

### Modélisation de la machine synchrone à réluctance variable

Le travail que nous avons réalisé au niveau de la modélisation de la MSR.V permet d'envisager plusieurs perspectives. Une première concerne la mesure expérimentale des effets des FCEM (cf. 4.4). Par exemple, une étude expérimentale des ondulations de couple et de sa réduction via la compensation des FCEM est réalisable.

Un second point qui mériterait un travail de clarification concerne le lien entre l'identification des paramètres physique et ceux souhaités pour la synthèse de commande. En particulier, nous avons vu que l'identification des inductances peut produire des résultats très différents en fonction des méthodes utilisées.

Une direction de travail intéressante, à notre sens, concerne l'approfondissement de la modélisation ReMa proposée (cf. 4.1). Certaines perspectives ont déjà été proposées à la section 4.2.4, nous en rappelons certaines. Par exemple, nous pourrions étudier l'angle de magnétisation réel pour des directions de magnétisation différentes des directions  $d$  et  $q$ . L'identification des FCEM en fonctionnement et à courant non nul est un sujet qui reste pour l'instant difficile. Aussi, l'historique de la magnétisation du matériau et sa démagnétisation à courant nul mériteraient des travaux approfondis.

Enfin, la prise en compte de l'aimantation rémanente dès la conception des machines est un vaste sujet qui permettrait probablement d'améliorer le comportement de la machine dans certaines applications. Ainsi, l'étude de l'impact des matériaux utilisés, potentiellement différents au rotor et au stator, sur les FCEM est une piste de travail.

### Commande de la machine synchrone à réluctance variable

Un deuxième ensemble de perspectives concerne de la commande la MSR.V. En particulier, la problématique de montée en tension (cf. 5.2) pourrait être traitée du point de vue de l'automatique. Par exemple, la prise en compte rigoureuse des saturations de commande est un sujet qui fait appel à certains outils de l'automatique comme les méthodes d'anti wind-up [Tar20]. De même, une commande avancée pourrait permettre d'améliorer la procédure en terme de rapidité. Cela pourrait, par exemple, passer par une synthèse de trajectoires optimales des courants  $i_d$  et  $i_q$ .

Un travail sur une commande plus efficace (au sens du rendement) pourrait aussi permettre de réduire l'alimentation électrique nécessaire aux capteurs, contrôleur et drivers (cf. 5.2.4, dernier paragraphe). La suppression de cette source d'énergie, si elle est possible, requiert certainement un travail de conception du système de sorte à améliorer l'efficacité globale.

---

La régulation de tension (cf. 5.3) peut également être l'occasion d'utiliser des commandes avancées, des premières pistes ont été proposées à la section 5.4. Dans le cadre de la commande non linéaire linéarisante, la synthèse ayant été effectuée, il reste à réaliser la planification de trajectoire d'énergie puis de simuler la commande avant de l'implémenter expérimentalement. La prise en compte rigoureuse des saturations des inductances est également une piste de travail.

## Application de la machine synchrone à réluctance variable

Une dernière direction de travail concerne l'utilisation concrète de nos travaux dans diverses applications. Par exemple, le dernier chapitre de ce document concerne la montée et la régulation de tension pour la production d'électricité mais les résultats obtenus pourraient constituer une première base pour étudier l'utilisation des MSRVS dans le domaine ferroviaire. En particulier, le fonctionnement en freinage rhéostatique lors d'un défaut d'alimentation est assez proche du problème que nous avons traité au chapitre 5.

Nous pouvons aussi nous intéresser plus profondément au comportement homopolaire de la machine (cf. 2.4), notamment pour des applications à neutre relié. La connexion du neutre est, entre autres, utilisée dans des applications nécessitant une tolérance aux fautes ou ayant faible tension de bus. Le développement de lois de commande pour de telles applications nécessite probablement de prendre en compte le comportement homopolaire de la machine.

Enfin, nous pouvons nous interroger sur la généralisation de nos travaux sur l'aimantation rémanente à d'autres types de machines, notamment les machines asynchrones et les machines à réluctance variable à double saillance.



# Annexe A

## Expressions des inductances dans les repères de Clarke, Concordia et Park

Dans cette annexe, nous présentons les détails de calculs pour les passages de la matrice d'inductance  $L_{abc}$ , vers les repères de Clarke, Concordia et Park. Nous introduisons les matrices de Clarke (notée  $\mathcal{C}_k$ ) et de Concordia (notée  $\mathcal{C}$ ). La matrice rotation d'un angle  $\theta_e$  est notée  $\mathcal{R}(\theta_e)$ . Toutes ces matrices de passage sont inversibles, leurs inverses sont respectivement notés  $\mathcal{C}_k^{-1}$ ,  $\mathcal{C}^{-1}$  et  $\mathcal{R}(\theta_e)^{-1}$ .

$$\mathcal{C}_k = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1a})$$

$$\mathcal{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1b})$$

$$\mathcal{R}(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1c})$$

À partir de l'équation (2.3) (rapelée ci-dessous) et des matrices introduites, nous pouvons écrire les équations électriques dans les trois repères d'intérêts.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{dL_{abc}(\theta)}{dt} i_{abc} + L_{abc}(\theta) \frac{di_{abc}}{dt} \quad (\text{A.2})$$

### Repère de Clarke

Nous effectuons le passage du repère triphasé (a,b,c) dans le repère de Clarke en multipliant l'équation (A.2) à gauche par la matrice  $\mathcal{C}_k$  (A.1a).

$$\mathcal{C}_k v_{abc} = \mathcal{C}_k R_s i_{abc} + \mathcal{C}_k \frac{dL_{abc}(\theta)}{dt} i_{abc} + \mathcal{C}_k L_{abc}(\theta) \frac{di_{abc}}{dt} \quad (\text{A.3})$$

En remarquant que  $R_s$  est un scalaire et que la matrice  $\mathcal{C}_k$  est indépendante du temps, nous pouvons réécrire :

$$\begin{aligned} \underbrace{v_{\alpha\beta 0}^k}_{\mathcal{C}_k v_{abc}} &= R_s \underbrace{\mathcal{C}_k i_{abc}}_{i_{\alpha\beta 0}^k} + \mathcal{C}_k \frac{dL_{abc}(\theta)}{dt} \mathcal{C}_k^{-1} \underbrace{\mathcal{C}_k i_{abc}}_{i_{\alpha\beta 0}^k} + \mathcal{C}_k L_{abc}(\theta) \frac{d\mathcal{C}_k^{-1} \underbrace{\mathcal{C}_k i_{abc}}_{i_{\alpha\beta 0}^k}}{dt}, \\ &= R_s i_{\alpha\beta 0}^k + \underbrace{\frac{d\mathcal{C}_k L_{abc}(\theta) \mathcal{C}_k^{-1}}{dt}}_{\frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt}} i_{\alpha\beta 0}^k + \underbrace{\mathcal{C}_k L_{abc}(\theta) \mathcal{C}_k^{-1}}_{L_{\alpha\beta 0}^k} \frac{di_{\alpha\beta 0}^k}{dt}. \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Alors nous obtenons les expressions des inductances propres et mutuelles dans le repère de Clarke en calculant  $L_{\alpha\beta 0}^k = \mathcal{C}_k L_{abc}(\theta) \mathcal{C}_k^{-1}$  :

$$L_{\alpha\beta 0}^k = \begin{pmatrix} L_{\alpha}^k & M_{\alpha\beta}^k & M_{\alpha 0}^k \\ M_{\beta\alpha}^k & L_{\beta}^k & M_{\beta 0}^k \\ M_{0\alpha}^k & M_{0\beta}^k & L_0^k \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_{\alpha}^k &= \frac{2}{3} \left( L_a - M_{ab} - M_{ca} + \frac{M_{bc}}{2} \right) + \frac{1}{6} (L_b + L_c), \\ M_{\alpha\beta}^k &= -\frac{\sqrt{3}}{6} (L_b - L_c - 2M_{ab} + 2M_{ca}), \\ M_{\alpha 0}^k &= \frac{1}{3} (2L_a - L_b - L_c + M_{ab} + M_{ca} - 2M_{bc}), \\ M_{\beta\alpha}^k &= M_{\alpha\beta}^k, \\ L_{\beta}^k &= \frac{1}{2} (L_b + L_c) - M_{bc}, \\ M_{\beta 0}^k &= \frac{\sqrt{3}}{3} (L_b - L_c + M_{ab} - M_{ca}), \\ M_{0\alpha}^k &= \frac{1}{3} \left( L_a - \frac{1}{2}L_b - \frac{1}{2}L_c - M_{bc} + \frac{1}{2}M_{ab} + \frac{1}{2}M_{ca} \right), \\ M_{0\beta}^k &= \frac{\sqrt{3}}{6} (L_b - L_c + M_{ab} - M_{ca}), \\ L_0^k &= \frac{1}{3} \left( L_a + L_b + L_c + 2(M_{ab} + M_{bc} + M_{ca}) \right). \end{cases}$$

*Remarque A.0.1.* La matrice  $L_{\alpha\beta 0}^k$  dépend la position électrique  $\theta_e$ . De plus, elle n'est pas symétrique. Les termes  $M_{\beta 0}^k$  et  $M_{0\beta}^k$  ainsi que  $M_{\alpha 0}^k$  et  $M_{0\alpha}^k$  ne sont pas égaux.  $\lrcorner$

En considérant des inductances et des mutuelles sinusoïdales (cf. (2.4), les expressions

précédentes se simplifient :

$$L_{\alpha\beta 0}^k = \begin{pmatrix} L_{\alpha}^k & M_{\alpha\beta}^k & M_{\alpha 0}^k \\ M_{\beta\alpha}^k & L_{\beta}^k & M_{\beta 0}^k \\ M_{0\alpha}^k & M_{0\beta}^k & L_0^k \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_{\alpha}^k &= L_0 - M_0 + M_2 \cos(2\theta_e) + \frac{1}{2}L_2 \cos(2\theta_e), \\ M_{\alpha\beta}^k &= \frac{1}{2} \sin(2\theta_e) (L_2 + 2M_2), \\ M_{\alpha 0}^k &= \cos(2\theta_e) (L_2 - M_2), \\ M_{\beta\alpha}^k &= M_{\alpha\beta}^k, \\ L_{\beta}^k &= L_0 - M_0 - M_2 \cos(2\theta_e) - \frac{1}{2}L_2 \cos(2\theta_e), \\ M_{\beta 0}^k &= -\sin(2\theta_e) (L_2 - M_2), \\ M_{0\alpha}^k &= \frac{1}{2} \cos(2\theta_e) (L_2 - M_2), \\ M_{0\beta}^k &= \frac{\sqrt{1}}{2} - \sin(2\theta_e) (L_2 - M_2), \\ L_0^k &= L_0 + 2M_0. \end{cases}$$

*Remarque A.0.2.* La matrice  $L_{\alpha\beta 0}^k$  simplifiée n'est toujours pas symétrique. ┘

En considérant le modèle à deux paramètres ( $M_0 = -1/2L_0$  et  $M_2 = L_2$ ) alors la matrice d'inductance se simplifie encore :

$$L_{\alpha\beta 0}^k = \begin{pmatrix} L_{\alpha}^k & M_{\alpha\beta}^k & M_{\alpha 0}^k \\ M_{\beta\alpha}^k & L_{\beta}^k & M_{\beta 0}^k \\ M_{0\alpha}^k & M_{0\beta}^k & L_0^k \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_{\alpha}^k &= \frac{3}{2} (L_0 + L_2 \cos(2\theta_e)), \\ M_{\alpha\beta}^k &= \frac{3}{2} (L_2 \sin(2\theta_e)), \\ M_{\alpha 0}^k &= 0, \\ M_{\beta\alpha}^k &= \frac{3}{2} (L_2 \sin(2\theta_e)), \\ L_{\beta}^k &= \frac{3}{2} (L_0 - L_2 \cos(2\theta_e)), \\ M_{\beta 0}^k &= 0, \\ M_{0\alpha}^k &= 0, \\ M_{0\beta}^k &= 0, \\ L_0^k &= 0. \end{cases}$$

*Remarque A.0.3.* La matrice  $L_{\alpha\beta 0}^k$  est maintenant symétrique. Elle n'est plus inversible mais dépend toujours de la position électrique  $\theta_e$ . ┘

## Repère de Concordia

Nous effectuons le passage du repère triphasé (a,b,c) dans le repère de Concordia en multipliant l'équation (A.2) à gauche par la matrice  $\mathcal{C}$  (A.1b). Les calculs sont similaires à ceux détaillés pour le repère de Clarke. Alors nous obtenons les expressions des inductances propres et mutuelles dans le repère de Concordia en calculant  $L_{\alpha\beta 0} = \mathcal{C}L_{abc}(\theta)\mathcal{C}^{-1}$  :

$$L_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} L_{\alpha} & M_{\alpha\beta} & M_{\alpha 0} \\ M_{\beta\alpha} & L_{\beta} & M_{\beta 0} \\ M_{0\alpha} & M_{0\beta} & L_0 \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_{\alpha} &= \frac{2}{3} \left( L_a - M_{ab} - M_{ca} + \frac{M_{bc}}{2} \right) + \frac{1}{6} (L_b + L_c) = L_{\alpha}^k, \\ M_{\alpha\beta} &= -\frac{\sqrt{3}}{6} (L_b - L_c - 2M_{ab} + 2M_{ca}) = M_{\alpha\beta}^k, \\ M_{\alpha 0} &= \frac{\sqrt{2}}{3} (L_a - L_b - L_c + M_{ab} + M_{ca} - 2M_{bc}) = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{\alpha 0}^k, \\ M_{\beta\alpha} &= M_{\alpha\beta} = M_{\alpha\beta}^k, \\ L_{\beta} &= \frac{1}{2} (L_b + L_c) - M_{bc} = L_{\beta}^k, \\ M_{\beta 0} &= \frac{1}{\sqrt{6}} (L_b - L_c + M_{ab} - M_{ca}) = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{\beta 0}^k, \\ M_{0\alpha} &= M_{\alpha 0} = \sqrt{2} M_{0\alpha}^k, \\ M_{0\beta} &= M_{\beta 0} = \sqrt{2} M_{0\beta}^k, \\ L_0 &= \frac{1}{3} \left( L_a + L_b + L_c + 2(M_{ab} + M_{bc} + M_{ca}) \right) = L_0^k. \end{cases}$$

*Remarque A.0.4.* La matrice  $L_{\alpha\beta 0}$  est symétrique. Hormis les inductances mutuelles faisant intervenir l'axe homopolaire, toutes les composantes sont égales à celles de la matrice  $L_{\alpha\beta 0}^k$ . Autrement dit, en considérant uniquement les axes  $\alpha$  et  $\beta$ , les deux matrices sont égales.  $\square$

En supposant des inductances et des mutuelles sinusoïdales (cf. (2.4), les expressions

précédentes se simplifient :

$$L_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} L_\alpha & M_{\alpha\beta} & M_{\alpha 0} \\ M_{\beta\alpha} & L_\beta & M_{\beta 0} \\ M_{0\alpha} & M_{0\beta} & L_0 \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_\alpha &= L_0 - M_0 + M_2 \cos(2\theta_e) + \frac{1}{2}L_2 \cos(2\theta_e) = L_\alpha^k, \\ M_{\alpha\beta} &= \frac{1}{2} \sin(2\theta_e) (L_2 + 2M_2) = M_{\alpha\beta}^k, \\ M_{\alpha 0} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(2\theta_e) (L_2 - M_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{\alpha 0}^k, \\ M_{\beta\alpha} &= M_{\alpha\beta} = M_{\alpha\beta}^k, \\ L_\beta &= L_0 - M_0 - M_2 \cos(2\theta_e) - \frac{1}{2}L_2 \cos(2\theta_e) = L_\beta^k, \\ M_{\beta 0} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sin(2\theta_e) (L_2 - M_2) = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{\beta 0}^k, \\ M_{0\alpha} &= M_{\alpha 0} = \sqrt{2} M_{0\alpha}^k, \\ M_{0\beta} &= M_{\beta 0} = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{0\beta}^k, \\ L_0 &= L_0 + 2M_0 = L_0^k. \end{cases}$$

*Remarque A.0.5.* La matrice  $L_{\alpha\beta 0}$  est symétrique. Seuls les inductances mutuelles en rapport avec l'axe homopolaire sont différentes de celles de la matrice  $L_{\alpha\beta 0}^k$ .  $\lrcorner$

En considérant le modèle à deux paramètres ( $M_0 = -1/2L_0$  et  $M_2 = L_2$ ) alors la matrice d'inductance se simplifie encore :

$$L_{\alpha\beta 0} = \begin{pmatrix} L_\alpha & M_{\alpha\beta} & M_{\alpha 0} \\ M_{\beta\alpha} & L_\beta & M_{\beta 0} \\ M_{0\alpha} & M_{0\beta} & L_0 \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_\alpha &= \frac{3}{2} (L_0 + L_2 \cos(2\theta_e)) = L_\alpha^k, \\ M_{\alpha\beta} &= \frac{3}{2} (L_2 \sin(2\theta_e)) = M_{\alpha\beta}^k, \\ M_{\alpha 0} &= 0 = M_{\alpha 0}^k, \\ M_{\beta\alpha} &= \frac{3}{2} (L_2 \sin(2\theta_e)) = M_{\beta\alpha}^k, \\ L_\beta &= \frac{3}{2} (L_0 - L_2 \cos(2\theta_e)) = L_\beta^k, \\ M_{\beta 0} &= 0 = M_{\beta 0}^k, \\ M_{0\alpha} &= 0 = M_{0\alpha}^k, \\ M_{0\beta} &= 0 = M_{0\beta}^k, \\ L_0 &= 0 = L_0^k. \end{cases}$$

*Remarque A.0.6.* La matrice est maintenant égale à  $L_{\alpha\beta 0}^k$ . Elle n'est pas inversible.  $\lrcorner$



## Repère de Park

Les passages des repères de Clarke ou Concordia à celui de Park s'opèrent à travers l'utilisation d'une matrice de rotation. Ainsi, une multiplication à gauche des équations (A.4) (ou leurs équivalents dans le repère de Concordia) par la matrice  $\mathcal{R}(\theta_e)$  permet d'obtenir les équations dans le domaine de Park.

Nous développons les calculs pour le repère de Clarke uniquement, ceux pour le repère de Concordia sont similaires.

$$\begin{aligned} v_{\alpha\beta}^k &= R_s i_{\alpha\beta}^k + \frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt} i_{\alpha\beta}^k + L_{\alpha\beta 0}^k \frac{di_{\alpha\beta}^k}{dt}. \\ \underbrace{\mathcal{R}(\theta_e) v_{\alpha\beta}^k}_{v_{dq0}^k} &= R_s \underbrace{\mathcal{R}(\theta_e) i_{\alpha\beta}^k}_{i_{dq0}^k} + \mathcal{R}(\theta_e) \frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt} i_{\alpha\beta}^k + \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \frac{di_{\alpha\beta}^k}{dt}, \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Nous exprimons  $i_{\alpha\beta}^k$  à partir de  $i_{dq0}^k$  comme  $i_{\alpha\beta}^k = \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k$ . Attention, les matrices  $\mathcal{R}(\theta_e)$  et  $\mathcal{R}(\theta_e^{-1})$  dépendent de la position et donc du temps. Elles ne peuvent pas être rentrées ou sorties des dérivées aussi facilement que des matrices constantes.

$$\begin{aligned} v_{dq0}^k &= R_s i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) \frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt} \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k}{dt}. \\ &= R_s i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) \frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt} \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \left( \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1}}{dt} i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} \frac{di_{dq0}^k}{dt} \right), \\ &= R_s i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) \frac{dL_{\alpha\beta 0}^k}{dt} \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1}}{dt} i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} \frac{di_{dq0}^k}{dt}. \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

Nous décidons alors de noter  $L_{dq0}^k = \mathcal{R}(\theta_e) L_{\alpha\beta 0}^k \mathcal{R}(\theta_e)^{-1}$  de sorte que le terme en facteur de la dérivée des courants  $\frac{di_{dq0}^k}{dt}$  soit une matrice d'inductance. Alors nous pouvons exprimer  $L_{\alpha\beta 0}^k = \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e)$ .

$$v_{dq0}^k = R_s i_{dq0}^k + \mathcal{R}(\theta_e) \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1} L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e)}{dt} \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} i_{dq0}^k + L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e) \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1}}{dt} i_{dq0}^k + L_{dq0}^k \frac{di_{dq0}^k}{dt}. \quad (\text{A.7})$$

Ensuite, nous remarquons que :

$$\begin{aligned} \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1}}{dt} &= \dot{\theta}_e \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} \mathfrak{J}, \\ \frac{d\mathcal{R}(\theta_e)}{dt} &= -\dot{\theta}_e \mathcal{R}(\theta_e) \mathfrak{J}, \end{aligned} \quad \text{avec } \mathfrak{J} = \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (\text{A.8})$$

Alors, nous vérifions que

$$\frac{d\mathcal{R}(\theta_e)^{-1} L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e)}{dt} = \dot{\theta}_e \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} \mathfrak{J} L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e) + \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} \frac{dL_{dq0}^k}{dt} \mathcal{R}(\theta_e) - \dot{\theta}_e \mathcal{R}(\theta_e)^{-1} L_{dq0}^k \mathcal{R}(\theta_e) \mathfrak{J}$$

Finalement, nous obtenons la relation suivante :

$$v_{dq0}^k = R_s i_{dq0}^k + L_{dq0}^k \frac{di_{dq0}^k}{dt} + \dot{\theta}_e \tilde{\mathcal{J}} L_{dq0}^k i_{dq0}^k + \frac{dL_{dq0}^k}{dt} i_{dq0}^k. \quad (\text{A.9})$$

Nous détaillons ici les composantes de la matrice d'inductance  $L_{dq0}^k$  lorsque les inductances sont sinusoïdales :

$$L_{dq0}^k = \begin{pmatrix} L_d^k & M_{dq}^k & M_{d0}^k \\ M_{qd}^k & L_q^k & M_{q0}^k \\ M_{0d}^k & M_{0q}^k & L_0^k \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_d^k &= L_0 + \frac{L_2}{2} - M_0 + M_2, \\ M_{dq}^k &= 0, \\ M_{d0}^k &= (L_2 - M_2) \cos(3\theta_e), \\ M_{qd}^k &= 0, \\ L_q^k &= L_0 - \frac{L_2}{2} - M_0 - M_2, \\ M_{q0}^k &= -(L_2 - M_2) \sin(3\theta_e), \\ M_{0d}^k &= \frac{(L_2 - M_2)}{2} \cos(3\theta_e), \\ M_{0q}^k &= -\frac{(L_2 - M_2)}{2} \sin(3\theta_e), \\ L_0^k &= L_0 + 2M_0. \end{cases}$$

*Remarque A.0.7.* La matrice  $L_{dq0}^k$  n'est pas symétrique. ┘

En considérant le modèle à deux paramètres ( $M_0 = -1/2L_0$  et  $M_2 = L_2$ ) alors la matrice d'inductance se simplifie :

$$L_{dq0}^k = \begin{pmatrix} L_d^k & M_{dq}^k & M_{d0}^k \\ M_{qd}^k & L_q^k & M_{q0}^k \\ M_{0d}^k & M_{0q}^k & L_0^k \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_d^k &= \frac{3}{2}(L_0 + L_2), \\ M_{dq}^k &= 0, \\ M_{d0}^k &= 0, \\ M_{qd}^k &= 0, \\ L_q^k &= \frac{3}{2}(L_0 - L_2), \\ M_{q0}^k &= 0, \\ M_{0d}^k &= 0, \\ M_{0q}^k &= 0, \\ L_0^k &= 0. \end{cases}$$

*Remarque A.0.8.* La matrice  $L_{dq0}^k$  est maintenant symétrique et creuse. Les trois axes sont complètement découplés. ┘

Lorsque le passage dans repère de Park est réalisé à partir du repère de Concordia, la matrice d'inductance est la suivante :

$$L_{dq0} = \begin{pmatrix} L_d & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{qd} & L_q & M_{q0} \\ M_{0d} & M_{0q} & L_0 \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_d &= L_0 + \frac{L_2}{2} - M_0 + M_2, \\ M_{dq} &= 0, \\ M_{d0} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (L_2 - M_2) \cos(3\theta_e), \\ M_{qd} &= 0, \\ L_q &= L_0 - \frac{L_2}{2} - M_0 - M_2, \\ M_{q0} &= -\frac{1}{\sqrt{2}} (L_2 - M_2) \sin(3\theta_e), \\ M_{0d} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (L_2 - M_2) \cos(3\theta_e), \\ M_{0q} &= -\frac{1}{\sqrt{2}} (L_2 - M_2) \sin(3\theta_e), \\ L_0 &= L_0 + 2M_0. \end{cases}$$

*Remarque A.0.9.* La matrice  $L_{dq0}$  est symétrique. ┘

En considérant le modèle à deux paramètres ( $M_0 = -1/2L_0$  et  $M_2 = L_2$ ) alors la matrice d'inductance se simplifie :

$$L_{dq0} = \begin{pmatrix} L_d & M_{dq} & M_{d0} \\ M_{qd} & L_q & M_{q0} \\ M_{0d} & M_{0q} & L_0 \end{pmatrix} \text{ avec : } \begin{cases} L_d &= \frac{3}{2} (L_0 + L_2), \\ M_{dq} &= 0, \\ M_{d0} &= 0, \\ M_{qd} &= 0, \\ L_q &= \frac{3}{2} (L_0 - L_2), \\ M_{q0} &= 0, \\ M_{0d} &= 0, \\ M_{0q} &= 0, \\ L_0 &= 0. \end{cases}$$

---

*Remarque A.0.10.* La matrice  $L_{dq0}$  est symétrique et creuse. Les trois axes sont complètement découplés. ┘

*Remarque A.0.11.* Nous remarquons que les expressions de  $L_d$  et  $L_q$  sont indépendantes de la transformée utilisée. C'est pour cela que les transformées (Clarke ou Concordia) ne sont pas toujours précisées lorsqu'il s'agit des inductances. ┘



# Publications de l'auteur

## Revue internationale

Laurent Schuller, Jean-Yves Gauthier, Romain Delpoux et Xavier Brun. "Dynamical Model of Residual Magnetism for Synchronous Reluctance Machine Control". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2022), p. 10926-10934

## Conférences internationales à comité de lecture

Laurent Schuller, Romain Delpoux, Jean-Yves Gauthier et Xavier Brun. "Online Estimation and Compensation of Back-Electromotive Forces for Synchronous Reluctance Machine". In : *IECON 2021-47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. 2021, p. 1-6

Laurent Schuller, Jean-Yves Gauthier, Romain Delpoux et Xavier Brun. "A starting from zero DC voltage build-up procedure for a magnet-free synchronous reluctance generator in reduced speed operation". In : *Electrimacs2022*. 2022

Laurent Schuller, Romain Delpoux, Jean-Yves Gauthier et Xavier Brun. "Voltage Control Based on a Non-Linear Load Observer for Synchronous Reluctance Generator". In : *European Control Conference ECC22*. 2022

## Participation aux communautés scientifiques nationales

Journées annuelles du GDR SEEDS : Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Électrique. 14-17 juin 2022 "Procédure de montée en tension contrôlée d'une génératrice synchrone à réluctance variable hors réseau électrique".

Journée du GT Commande des Systèmes Électriques (CSE) inter GDR SEEDS/SAGIP. 31 mars 2022 "Estimation en ligne des forces électromotrices induites par l'aimantation résiduelle des machines synchrones à réluctance variable".



# Bibliographie

- [Abr20a] Valerii Abramenko, Ilya Petrov, Janne Nerg et Juha Pyrhönen. “Synchronous Reluctance Motors With an Axially Laminated Anisotropic Rotor as an Alternative in High-Speed Applications”. In : *IEEE Access* (2020), p. 29149-29158.
- [Abr20b] Valerii Abramenko, Ilya Petrov, Janne Nerg et Juha Pyrhönen. “Synchronous reluctance motors with an axially laminated anisotropic rotor as an alternative in high-speed applications”. In : *IEEE Access* (2020), p. 29149-29158.
- [Ach05] A Achir, C Sueur et G Dauphin-Tanguy. “Bond graph and flatness-based control of a salient permanent magnetic synchronous motor”. In : *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I : Journal of Systems and Control Engineering* (2005), p. 461-476.
- [AH94] Brian Armstrong-Hélouvry, Pierre Dupont et Carlos Canudas De Wit. “A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction”. In : *Automatica* (1994), p. 1083-1138.
- [Ala20] M Alani, M Degano, N Bianchi, H Mahmoud et C Gerada. “Analysis and Design of Dual Rotor Synchronous Reluctance Machine”. In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* (2020).
- [Ama09] Francesco Amato, Carlo Cosentino, Antonino S Fiorillo et Alessio Merola. “Stabilization of bilinear systems via linear state-feedback control”. In : *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs* (2009), p. 76-80.
- [Arm13] Eric Armando, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Gianmario Pellegrino et Michele Pastorelli. “Experimental identification of the magnetic model of synchronous machines”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2013), p. 2116-2125.
- [Bao19] Yuli Bao, Michele Degano, Shuo Wang, Liu Chuan, He Zhang, Zhuang Xu et Chris Gerada. “A novel concept of ribless synchronous reluctance motor for enhanced torque capability”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2019), p. 2553-2563.
- [Bet92] RE Betz, M Jovanovic, R Lagerquist et TJE Miller. “Aspects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron losses”. In : *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE. 1992, p. 456-463.
- [Bia16] Nicola Bianchi, Silverio Bolognani, Enrico Carraro, Mose Castiello et Emanuele Fornasiero. “Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2016), p. 4762-4769.
- [Blo23] André Eugène Blondel. “The two-reaction method for study of oscillatory phenomena in coupled alternators”. In : *Revue Generale de L Electricite* (mar. 1923), p. 235-251.



- [Bod12] Marc Bodson et Oleh Kiselychnyk. “Analysis of triggered self-excitation in induction generators and experimental validation”. In : *IEEE transactions on energy conversion* (2012), p. 238-249.
- [Bog10] Aldo Boglietti, Andrea Cavagnino, Dan M Ionel, Mircea Popescu, David A Staton et Silvio Vaschetto. “A general model to predict the iron losses in PWM inverter-fed induction motors”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2010), p. 1882-1890.
- [Boh95] C. Bohn et D.P. Atherton. “An analysis package comparing PID anti-windup strategies”. In : *IEEE Control Systems Magazine* (1995), p. 34-40.
- [Car19] Paolo Gherardo Carlet, Fabio Tinazzi, Silverio Bolognani et Mauro Zigliotto. “An Effective Model-Free Predictive Current Control for Synchronous Reluctance Motor Drives”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2019), p. 3781-3790.
- [Che15] Wen-Hua Chen, Jun Yang, Lei Guo et Shihua Li. “Disturbance-observer-based control and related methods—An overview”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2015), p. 1083-1095.
- [Chi04] Huann-Keng Chiang et Chih-Huang Tseng. “Design and implementation of a grey sliding mode controller for synchronous reluctance motor drive”. In : *Control Engineering Practice* (2004), p. 155-163.
- [Chi91] AKIRA Chiba, FUKUZO Nakamura, Tadashi Fukao et M Azizur Rahman. “Inductances of cageless reluctance-synchronous machines having nonsinusoidal space distributions”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (1991), p. 44-51.
- [Chi92] Akira Chiba et Tadashi Fukao. “A closed-loop operation of super high-speed reluctance motor for quick torque response”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (1992), p. 600-606.
- [Cho96] Jong-Woo Choi et Seung-Ki Sul. “Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation”. In : *IEEE transactions on Power Electronics* (1996), p. 221-227.
- [CIS18] Koua Malick CISSE, Sami Hlioui, Yuan Cheng et M’Hamed Belhadi. “Etat de l’art des topologies de machines électriques utilisées dans les véhicules électriques et hybrides”. In : *Symposium de Génie Electrique*. Université de Lorraine [UL]. Nancy, France, juil. 2018.
- [Com17] Pascal Combes, François Malrait, Philippe Martin et Pierre Rouchon. “Modeling and identification of synchronous reluctance motors”. In : *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. IEEE. 2017, p. 1-6.
- [Del12] Romain Delpoux, Marc Bodson et Thierry Floquet. “Joint Identification of Stepper Motor Parameters and of Initial Encoder Offset”. In : *IFAC Proceedings Volumes* (2012), p. 763-768.
- [Dia22] Anton Dianov, Fabio Tinazzi, Sandro Calligaro et Silverio Bolognani. “Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* (2022), p. 3990-4007.
- [DS16] CM Donaghy-Spargo. “Synchronous reluctance motor technology : opportunities, challenges and future direction.” In : *Engineering & technology reference*. (mai 2016), p. 1-15.
- [Eco] *Reluctant Heroes*. 2012. URL : <https://www.economist.com/science-and-technology/2012/11/17/reliant-heroes>.

- [Eld83] JM Elder, JT Boys et JL Woodward. “The process of self excitation in induction generators”. In : *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. IET. 1983, p. 103-108.
- [Eng08] Shlomo Engelberg. “The goertzel algorithm”. In : *Digital Signal Processing : An Experimental Approach* (2008), p. 203-206.
- [FB01] Fidel Fernandez-Bernal, Aurelio Garcia-Cerrada et Roberto Faure. “Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2001), p. 1265-1272.
- [Fli08] Michel Fliess et Cédric Join. “Commande sans modèle et commande à modèle restreint”. In : *e-STA Sciences et Technologies de l’Automatique* (2008), p. 1-23.
- [Fli13] Michel Fliess et Cédric Join. “Model-free control”. In : *International Journal of Control* (2013), p. 2228-2252.
- [Fli95] Michel Fliess, Jean Lévine, Philippe Martin et Pierre Rouchon. “Flatness and defect of non-linear systems : introductory theory and examples”. In : *International journal of control* (1995), p. 1327-1361.
- [Fli97] M Fliess, J Lévine, Ph Martin, F Ollivier et P Rouchon. “Controlling nonlinear systems by flatness”. In : *Systems and Control in the Twenty-first Century*. Springer, 1997, p. 137-154.
- [Fri97] Bernard Friedland. “A nonlinear observer for estimating parameters in dynamic systems”. In : *Automatica* (1997), p. 1525-1530.
- [Fuk08] Tadashi Fukami, Masatoshi Momiyama, Kazuo Shima, Ryoichi Hanaoka et Shinzo Takata. “Steady-State Analysis of a Dual-Winding Reluctance Generator With a Multiple-Barrier Rotor”. In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* (2008), p. 492-498.
- [Gam18] Matteo Gamba, Gianmario Pellegrino, Andrea Cavagnino, Zbigniew Gmyrek et Marcin Lefik. “Impact of Rotor End Effects on FEM-Based Flux Mapping of Synchronous Reluctance Motors”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2018), p. 4114-4122.
- [Gha19] Payam Shams Ghahfarokhi, Ants Kallaste, Toomas Vaimann et Anouar Belahcen. “Thermal Analysis of Totally Enclosed Fan Cooled Synchronous Reluctance Motor-state of art”. In : *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2019, p. 4372-4377.
- [Goe58] Gerald Goertzel. “An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series”. In : *The American Mathematical Monthly* (1958), p. 34-35.
- [Guh08] Souvik Guha et Narayan C Kar. “Saturation modeling and stability analysis of synchronous reluctance generator”. In : *IEEE Transactions on Energy conversion* (2008), p. 814-823.
- [Haz11] S Hazra et P Sensarma. “Vector approach for self-excitation and control of induction machine in stand-alone wind power generation”. In : *IET Renewable Power Generation* (2011), p. 397-405.
- [Hei20] Hamidreza Heidari, Anton Rassõlkin, Ants Kallaste, Toomas Vaimann et Ekaterina Andriushchenko. “Vector control of synchronous reluctance motor with reduced torque ripples”. In : *2020 XI International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*. IEEE. 2020, p. 1-5.

- [Hei21] Hamidreza Heidari, Anton Rassölkin, Ants Kallaste, Toomas Vaimann, Ekaterina Andriushchenko, Anouar Belahcen et Dmitry V Lukichev. “A review of synchronous reluctance motor-drive advancements”. In : *Sustainability* (2021), p. 729.
- [Hod01] A Scottedward Hodel et Charles E Hall. “Variable-structure PID control to prevent integrator windup”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2001), p. 442-451.
- [Hof06] Klaus Hoffmann. “Recent developments in cable-drawn urban transport systems”. In : *FME Transactions* (2006), p. 205-212.
- [Huy17] Thanh Anh Huynh et Min-Fu Hsieh. “Comparative study of PM-assisted SynRM and IPMSM on constant power speed range for EV applications”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* (2017), p. 1-6.
- [Ibr15a] M. N. Ibrahim, Peter Sergeant et E. M. Rashad. “Synchronous Reluctance Motor Performance Based on Different Electrical Steel Grades”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* (2015), p. 1-4.
- [Ibr15b] Mohamed N Ibrahim, Essam M Rashad et Peter Sergeant. “Steady-state analysis and stability of synchronous reluctance motors considering saturation effects”. In : *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. IEEE. 2015, p. 345-350.
- [Ibr17] Mohamed N. Ibrahim, Peter Sergeant et Essam M. Rashad. “Relevance of Including Saturation and Position Dependence in the Inductances for Accurate Dynamic Modeling and Control of SynRMs”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2017), p. 151-160.
- [Ibr18] Maged Ibrahim et Pragasen Pillay. “The loss of self-excitation capability in stand-alone synchronous reluctance generators”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2018), p. 6290-6298.
- [Ich06] Shinji Ichikawa, Mutuwo Tomita, Shinji Doki et Shigeru Okuma. “Sensorless control of synchronous reluctance motors based on extended EMF models considering magnetic saturation with online parameter identification”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2006), p. 1264-1274.
- [Isi89] Alberto Isidori. *Nonlinear control systems : an introduction, second edition*. second. Springer, 1989.
- [Iwa16] Yoshitaka Iwaji, Ryoichi Takahata, Takahiro Suzuki et Shigehisa Aoyagi. “Position sensorless control method at zero-speed region for permanent magnet synchronous motors using the neutral point voltage of stator windings”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2016), p. 4020-4028.
- [Jah17] Thomas Jahns. “Getting rare-earth magnets out of EV traction machines : A review of the many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains”. In : *IEEE Electrification Magazine* (2017), p. 6-18.
- [Jeo09] Yu-Seok Jeong et Jun-Young Lee. “Adaptive flux observer with on-line inductance estimation of an interior PM synchronous machine considering magnetic saturation”. In : *Journal of Power Electronics* (2009), p. 188-197.
- [Kai14] J. Kaiman. *Rare earth mining in China : the bleak social and environmental costs*. Sous la dir. de Guardian Newspaper online. 2014. URL : <http://www.theguardian.com/sustainable-business/rare-earth-mining-china-social-environmental-costs/>.

- [Kan98] Seog-Joo Kang et Seung-Ki Sul. “Highly dynamic torque control of synchronous reluctance motor”. In : *IEEE transactions on power electronics* (1998), p. 793-798.
- [Kil02] A Kilthau et JM Pacas. “Appropriate models for the control of the synchronous reluctance machine”. In : *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)*. IEEE. 2002, p. 2289-2295.
- [Kim06] Hongrae Kim et Thomas M Jahns. “Current control for AC motor drives using a single DC-link current sensor and measurement voltage vectors”. In : *IEEE transactions on industry applications* (2006), p. 1539-1547.
- [Kot22] Mohamad Koteich. *Why is it called Park’s, not Blondel’s, Transformation ? mohamadkoteich.com*. Juin 2022.
- [Kre93] Liviu Kreindler, Antonio Testa et TA Lipo. “Position sensorless synchronous reluctance motor drive using the stator phase voltage third harmonic”. In : *Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting*. IEEE. 1993, p. 679-686.
- [Kri10] Andreas Krings et Juliette Soulard. “Overview and comparison of iron loss models for electrical machines”. In : *Journal of Electrical Engineering* (2010), p. 162-169.
- [Kum15] RK Kumawat, Seemant Chourasiya, Seema Agrawal et DK Paliwalia. “Self excited induction generator : A review”. In : *International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology (IARJSET)* (2015), p. 37-42.
- [Kum20] G. Vijay Kumar, Chia-Hsiang Chuang, Min-Ze Lu et Chang-Ming Liaw. “Development of an Electric Vehicle Synchronous Reluctance Motor Drive”. In : *IEEE Transactions on Vehicular Technology* (2020), p. 5012-5024.
- [Lau69] P. Laurencin. *L’ étincelle électrique, son histoire, ses applications : Ouvr. ill. de 103 grav.* P. Brunet, 1869.
- [LB15] Jean Le Besnerais. “Vibroacoustic analysis of radial and tangential air-gap magnetic forces in permanent magnet synchronous machines”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* (2015), p. 1-9.
- [Lee20] Kibok Lee, Heonyoung Kim et Srdjan M Lukic. “A Rotating restart method for scalar (v/f) controlled synchronous reluctance machine drives using a single DC-Link current sensor”. In : *IEEE Access* (2020), p. 106629-106638.
- [Lee99] Hyeoun-Dong Lee, Seog-Joo Kang et Seung-Ki Sul. “Efficiency-optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (1999), p. 192-198.
- [Li19] Sufei Li, Shen Zhang, Thomas G Habetler et Ronald G Harley. “Modeling, design optimization, and applications of switched reluctance machines—a review”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2019), p. 2660-2681.
- [Lin16] Cheng-Kai Lin, Yen-Shin Lai, Hsing-Cheng Yu et al. “Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2016), p. 3942-3953.
- [Liu11] Xa Liu, ZQa Zhu, Masahiko Hasegawa, Adam Pride, Rajesh Deodhar, Taketoki Maruyama et Zhiqian Chen. “Performance comparison between unipolar and bipolar excitations in switched reluctance machine with sinusoidal and rectangular waveforms”. In : *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE. 2011, p. 1590-1595.

- [Liu17] Cheng-Tsung Liu, Pei-Chun Shih, Sheng-Chan Yen, Hsin-Nan Lin, Yu-Wei Hsu et Sheng-Yang Lin. "Theoretical and experimental investigations of the electromagnetic steel compositions for synchronous reluctance motors". In : *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE. 2017, p. 1-8.
- [Lub03] Thierry Lubin. "Modélisation et commande de la machine synchrone à réductance variable : prise en compte de la saturation magnétique". Thèse de doct. 2003.
- [Lys00] Sergey Edward Lyshevski, A Nazarov, A El-Antably, ASC Sinha, M Rizkalla et M El-Sharkawy. "Synchronous reluctance motors : nonlinear analysis and control". In : *Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No. 00CH36334)*. IEEE. 2000, p. 1108-1112.
- [Ma20] Chenwei Ma, Huayu Li, Xuliang Yao, Zhenbin Zhang et Frederik De Belie. "An improved model-free predictive current control with advanced current gradient updating mechanism". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2020), p. 11968-11979.
- [Mar17] Seyede Sara Maroufian et Pragasen Pillay. "Self-excitation criteria of the synchronous reluctance generator in stand-alone mode of operation". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2017), p. 1245-1253.
- [Mar18] Seyede Sara Maroufian et Pragasen Pillay. "Torque characterization of a synchronous reluctance machine using an analytical model". In : *IEEE transactions on transportation electrification* (2018), p. 506-516.
- [Mat93] Takayoshi Matsuo et Thomas A Lipo. "Field oriented control of synchronous reluctance machine". In : *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93*. IEEE. 1993, p. 425-431.
- [Moh90] AL Mohamadein, YHA Rahim et AS Al-Khalaf. "Steady-state performance of self-excited reluctance generators". In : *IEE Proceedings B-Electric Power Applications*. IET. 1990, p. 293-298.
- [Mor07] R. Morales-Caporal et M. Pacas. "A Predictive Torque Control for the Synchronous Reluctance Machine Taking Into Account the Magnetic Cross Saturation". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2007), p. 1161-1167.
- [Mul93] Bernard Multon. "Principe et éléments de dimensionnement des machines à réductance variable à double saillance autopilotées". In : *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1993*. BELFORT, France, mar. 1993, 19p.
- [Mul94] Bernard Multon. "Conception et alimentation électronique des machines à réductance variable à double saillance". Habilitation à diriger des recherches. École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, mai 1994.
- [Mul95] Bernard Multon. "Historique des machines électriques et plus particulièrement des machines à réductance variable". In : *La Revue 3 E. I* (juin 1995), pp.3-8.
- [Mur22] Mukhammed Murataliyev, Michele Degano, Mauro Di Nardo, Nicola Bianchi et Chris Gerada. "Synchronous Reluctance Machines : A Comprehensive Review and Technology Comparison". In : *Proceedings of the IEEE* (2022), p. 382-399.
- [Myn21] Z. Mynar, P. Vaclavek et P. Blaha. "Synchronous Reluctance Motor Parameter and State Estimation Using Extended Kalman Filter and Current Derivative Measurement". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2021), p. 1972-1981.
- [Naj11] E Najafi et AHM Yatim. "A novel current mode controller for a static compensator utilizing Goertzel algorithm to mitigate voltage sags". In : *Energy Conversion and Management* (2011), p. 1999-2008.

- [Ndo22] A Ndoye, R Delpoux, J-F Tréguët et X Lin-Shi. “Switching control design for LTI system with uncertain equilibrium : Application to parallel interconnection of DC/DC converters”. In : *Automatica* (2022).
- [Nea01] Dorin O Neacsu. “Space vector modulation-An introduction”. In : *IECON*. 2001, p. 1583-1592.
- [Opr15] Claudiu Oprea, Arkadiusz Dziechciarz et Claudia Martis. “Comparative analysis of different synchronous reluctance motor topologies”. In : *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. IEEE. 2015, p. 1904-1909.
- [Par08] Jae-Do Park, Claude Kalev et Heath F Hofmann. “Control of high-speed solid-rotor synchronous reluctance motor/generator for flywheel-based uninterruptible power supplies”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2008), p. 3038-3046.
- [Par29] Robert H Park. “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I”. In : *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* (1929), p. 716-727.
- [Pel10] Gianmario Pellegrino, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi et Francesco Cupertino. “Accurate inverter error compensation and related self-commissioning scheme in sensorless induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2010), p. 1970-1978.
- [Pha21] Thomas Pham. “Identification et Modélisation des Paramètres Magnétiques d’une Machine Synchrone à Réductance Variable”. Mém. de mast. INSA Lyon, 2021.
- [Pit18] Guillaume Pitron. *LA GUERRE DES MÉTAUX RARES. La face cachée de la transition énergétique et numérique*. Les Liens qui Libèrent, 2018.
- [Qu12] Zengcai Qu, Toni Tuovinen et Marko Hinkkanen. “Inclusion of magnetic saturation in dynamic models of synchronous reluctance motors”. In : *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. IEEE. 2012, p. 994-1000.
- [Rah05] Khwaja M Rahman et Silva Hiti. “Identification of machine parameters of a synchronous motor”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2005), p. 557-565.
- [Rah10] YHA Rahim, JE Fletcher et NEAM Hassanain. “Performance analysis of salient-pole self-excited reluctance generators using a simplified model”. In : *IET Renewable Power Generation* (2010), p. 253-260.
- [Rai20] Xavier Rain. “Les solutions actuelles de motorisations pour véhicules électriques”. In : *CultureSciences de l’Ingénieur* (2020).
- [Ram20] Mateo Ramirez. “Can engineers repair the planet ? An Environmental Essay from the Perspective of the Wretched of the Earth and A study of the Engineers Environmental Paradox at INSA Lyon”. Mém. de mast. Université Jean Moulin Lyon III, 2020.
- [Ras19] Anton Rassolkin, Hamidreza Heidari, Ants Kallaste, Toomas Vaimann, Jaime Pando Acedo et Enrique Romero-Cadaval. “Efficiency map comparison of induction and synchronous reluctance motors”. In : *2019 26th International Workshop on Electric Drives : Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED)*. IEEE. 2019, p. 1-4.
- [Ros14] Poopak Roshanfekr, Sonja Lundmark, Torbjörn Thiringer et Mikael Alatalo. “A synchronous reluctance generator for a wind application-compared with an interior mounted permanent magnet synchronous generator”. In : (2014).
- [Sah79] Dietrich Sahm. “A two-axis, bond graph model of the dynamics of synchronous electrical machines”. In : *Journal of the Franklin Institute* (1979), p. 205-218.

- [Sca19a] Filipe P Scalcon, Thieli S Gabbi, Rodrigo P Vieira et Hilton A Gründling. “Decoupled Vector Control Based on Disturbance Observer Applied to the Synchronous Reluctance Motor”. In : *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*. IEEE. 2019, P-1.
- [Sca19b] Filipe P Scalcon, Cesar J Volpato, Thiago Lazzari, Thieli S Gabbi, Rodrigo P Vieira et Hilton A Gründling. “Sensorless control of a synrm drive based on a luenberger observer with an extended emf model”. In : *IECON 2019-45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. 2019, p. 1333-1338.
- [Sch21] Laurent Schuller, Romain Delpoux, Jean-Yves Gauthier et Xavier Brun. “Online Estimation and Compensation of Back-Electromotive Forces for Synchronous Reluctance Machine”. In : *IECON 2021-47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. 2021, p. 1-6.
- [Sch22a] Laurent Schuller, Romain Delpoux, Jean-Yves Gauthier et Xavier Brun. “Voltage Control Based on a Non-Linear Load Observer for Synchronous Reluctance Generator”. In : *European Control Conference ECC22*. 2022.
- [Sch22b] Laurent Schuller, Jean-Yves Gauthier, Romain Delpoux et Xavier Brun. “A starting from zero DC voltage build-up procedure for a magnet-free synchronous reluctance generator in reduced speed operation”. In : *Electrimacs2022*. 2022.
- [Sch22c] Laurent Schuller, Jean-Yves Gauthier, Romain Delpoux et Xavier Brun. “Dynamical Model of Residual Magnetism for Synchronous Reluctance Machine Control”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2022), p. 10926-10934.
- [SH16] O Sandre-Hernandez, JJ Rangel-Magdaleno et R Morales-Caporal. “Implementation of direct torque control for a PM synchronous machine based on FPGA”. In : *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*. IEEE. 2016, p. 155-160.
- [Shi09] Atsushi Shinke, Masaru Hasegawa et Keiju Matsui. “Torque estimation for synchronous reluctance motors using robust flux observer to magnetic saturation”. In : *2009 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE. 2009, p. 1569-1574.
- [Sia17] Alireza Siadatan, Mehdi Kholousi Adab et H Kashian. “Compare motors of Toyota Prius and synchronous reluctance for using in electric vehicle and hybrid electric vehicle”. In : *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*. IEEE. 2017, p. 1-6.
- [SR06] Hebertt J Sira-Ramirez et Ramón Silva-Ortigoza. *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [Tar09] S Tarbouriech, I Queinnec, TR Calliero et PLD Peres. “Control design for bilinear systems with a guaranteed region of stability : An LMI-based approach”. In : *2009 17th Mediterranean Conference on Control and Automation*. IEEE. 2009, p. 809-814.
- [Tar20] Sophie Tarbouriech et Isabelle Queinnec. “Un tour d’horizon sur les techniques anti-windup pour les systèmes saturés”. In : *Techniques de l’Ingenieur* (avr. 2020).
- [Taw21] Kotb B. Tawfiq, Mohamed N. Ibrahim, E. E. El-Kholy et Peter Sergeant. “Performance Improvement of Synchronous Reluctance Machines—A Review Research”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* (2021), p. 1-11.
- [Tra17] Elena Trancho, Edorta Ibarra, Antoni Arias, Inigo Kortabarria, Jonathan Jurgens, Luca Marengo, Antonio Fricasse et Johannes V Gragger. “PM-assisted synchronous reluctance machine flux weakening control for EV and HEV applications”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2017), p. 2986-2995.

- [Tsa16] Ming-Fa Tsai, Chung-Shi Tseng, Chun-Han Chen, Yung-Jen Cheng et Chun-Hsiang Yang. "Phase-variable modeling of a synchronous reluctance motor using PSIM". In : *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE. 2016, p. 1-6.
- [Uez94] Katsumi Uezato, Tamonobu Senjyu et Yoshikatsu Tomori. "Modeling and vector control of synchronous reluctance motors including stator iron loss". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (1994), p. 971-976.
- [Ura03] Naomitsu Urasaki, Tomonobu Senjyu et Katsumi Uezato. "A novel calculation method for iron loss resistance suitable in modeling permanent-magnet synchronous motors". In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* (2003), p. 41-47.
- [Vag98a] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini et S.C. Petrache. "Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (1998), p. 758-765.
- [Vag98b] A Vagati, M Pastorelli, F Scapino et G Franceschini. "Cross-saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type". In : *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242)*. IEEE. 1998, p. 127-135.
- [Var22] Anantaram Varatharajan, Gianmario Pellegrino et Eric Armando. "Direct Flux Vector Control of Synchronous Motor Drives : Accurate Decoupled Control With Online Adaptive Maximum Torque Per Ampere and Maximum Torque Per Volts Evaluation". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2022), p. 1235-1243.
- [VDB88] Heinz Willi Van Der Broeck, H-C Skudelny et Georg Viktor Stanke. "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors". In : *IEEE transactions on industry applications* (1988), p. 142-150.
- [VR89] Miguel Velez-Reyes, Kazuaki Minami et George C Verghese. "Recursive speed and parameter estimation for induction machines". In : *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE. 1989, p. 607-611.
- [Wan17] Yawei Wang, Nicola Bianchi, Silverio Bolognani et Luigi Alberti. "Synchronous motors for traction applications". In : *2017 International Conference of Electrical and Electronic Technologies for Automotive*. IEEE. 2017, p. 1-8.
- [Wie17] Simon Wiedemann, Sebastian Hall, Ralph M Kennel et Mats Alaküla. "Dynamic testing characterization of a synchronous reluctance machine". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (2017), p. 1370-1378.
- [Xu91] Longya Xu, Xingyi Xu, Thomas A Lipo et Donald W Novotny. "Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss". In : *IEEE transactions on industry applications* (1991), p. 977-985.
- [Xu92] Longya Xu et Jiping Yao. "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* (1992), p. 1330-1338.
- [Yah14] Khaled Yahia, Diogo Matos, Jorge O Estima et AJ Marques Cardoso. "Modeling synchronous reluctance motors including saturation, iron losses and mechanical losses". In : *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. IEEE. 2014, p. 601-606.
- [Yam05] Shu Yamamoto, Kazuhiro Tomishige et Takahiro Ara. "A method to calculate transient characteristics of synchronous reluctance motors considering iron loss and



- 
- cross-magnetic saturation”. In : *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. IEEE. 2005, p. 1754-1761.
- [Yan15] Zhi Yang, Fei Shang, Ian P Brown et Mahesh Krishnamurthy. “Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications”. In : *IEEE Transactions on Transportation Electrification* (2015), p. 245-254.
- [Yan18] D. Yan, C. Xia, L. Guo, H. Wang et T. Shi. “Design and Analysis for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance Machine”. In : *IEEE Transactions on Magnetics* (2018), p. 1-5.
- [Yil19] Sinan Yilmaz et Mehmet Timur Aydemir. “A novel initial rotor position alignment method for permanent magnet synchronous motor using incremental encoder”. In : *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* (2019), p. 4731-4743.
- [Zha15] Kai Zhang, Zhenyu Shan et Juri Jatskevich. “Estimating switching loss and core loss in dual active bridge DC-DC converters”. In : *2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. 2015, p. 1-6.
- [Zia09] Royce KP Zia, Edward F Redish et Susan R McKay. “Making sense of the Legendre transform”. In : *American Journal of Physics* (2009), p. 614-622.



## FOLIO ADMINISTRATIF

### THESE DE L'INSA LYON, MEMBRE DE L'UNIVERSITE DE LYON.

NOM : SCHULLER

DATE de SOUTENANCE : 10 novembre 2022

Prénoms : Laurent

TITRE : Modélisation et commande avancées d'une génératrice synchrone à réluctance variable auto-excitée

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2022ISAL0095

Ecole doctorale n°160 : EEA (ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE et AUTOMATIQUE)

Spécialité : Automatique

RESUME : Ce travail traite de la modélisation et de la commande des machines synchrones à réluctance variable. Ce type de machine électrique, dépourvue d'aimant permanent, présente globalement des performances situées entre celles des machines synchrones à aimants permanents et celles des machines asynchrones. Dans cette thèse, nous nous intéressons premièrement à la modélisation dynamique de la machine synchrone à réluctance variable. En partant d'un modèle simple, nous le complexifions graduellement jusqu'à la prise en compte de l'aimantation rémanente. Les différents modèles présentés sont appuyés par de nombreuses mesures expérimentales permettant de juger leur pertinence. Ainsi, les contraintes expérimentales sont régulièrement rappelées et prises en compte. En particulier, la calibration du capteur de position fait l'objet d'un chapitre complet.

Des techniques d'estimation en ligne sont développées afin d'identifier les paramètres du modèle liés à l'aimantation rémanente. Ces méthodes sont ensuite utilisées pour faciliter l'utilisation de la machine synchrone à réluctance variable dans une application de génération d'électricité hors réseau. Cette application fait l'objet du dernier chapitre de ce document. Après analyse du système, deux phases sont distinguées. La première mène à la proposition d'une procédure d'auto-excitation contrôlée de la génératrice synchrone à réluctance variable. Dans une seconde phase, nous proposons une première loi de commande permettant de réguler la tension produite par la génératrice synchrone à réluctance variable

MOTS-CLÉS : machine synchrone à réluctance variable, aimantation résiduelle, modélisation, commande

Laboratoire(s) de recherche : Laboratoire Ampère – UMR CNRS 5005 – INSA Lyon

Directeur de thèse : BRUN Xavier

Président de jury : *HENAUX Carole* Composition du

jury :

Rapporteurs :	CAUET Sébastien, GHANES Malek
Examineurs :	HENAUX Carole, BODSON Marc (invité)
Directeur de thèse :	BRUN Xavier
Co-encadrants de thèse :	DELPOUX Romain, GAUTHIER Jean-Yves