HAL open science

Modélisation et commandes embarquées génériques de machines synchrones - Avancées et perspectives

Romain Delpoux

To cite this version:

Romain Delpoux. Modélisation et commandes embarquées génériques de machines synchrones - Avancées et perspectives. Automatique / Robotique. Institut National des Sciences Appliquées de Lyon; Université Claude Bernard Lyon 1, 2021. tel-03572519v2

HAL Id: tel-03572519

https://hal.science/tel-03572519v2

Submitted on 12 Apr 2022

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.

Année 2021

HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon
et l'Université Claude Bernard LYON I

Modélisation et commandes embarquées génériques de machines synchrones
- Avancées et perspectives -

SPÉCIALITÉ : Automatique

par
Romain Delpoux

Soutenue le 10/12/2021 devant la Commission d'examen

Mickaël Hilairet	Professeur des Universités Laboratoire FEMTO-ST	Rapporteur
Alexandre Kruszewski	Professeur des Universités Laboratoire CRIStAL	Rapporteur
Isabelle Queinnec	Directrice de Recherche CNRS LAAS-CNRS	Rapporteur
Pascal Maussion	Professeur des Universités Laboratoire Laplace	Examinateur
Bernhard Maschke	Professeur des Universités LAGEPP	Président
Xavier Brun	Professeur des Universités Laboratoire Ampère	Garant

Laboratoire Ampère (UMR CNRS 5005)

Remerciements

Je tiens en premier lieu à adresser mes remerciements aux collègues ayant accepté de faire partie de mon jury. Je remercie chaleureusement Isabelle Queinnec, Mickaël Hilairet et Alexandre Kruszewski d'avoir jugé et rédigé leurs rapports sur ce document et plus généralement sur mon aptitude à diriger des recherches. Je suis d'autant plus sensible à l'honneur qu'ils me font, compte tenu de leurs emplois du temps chargés et des nombreuses sollicitations auxquelles ils doivent répondre.

Je remercie également les examinateurs Pascal Maussion et Bernhard Maschke pour le temps consacré à la lecture de ce document et aux remarques et conseils formulés lors de la soutenance.

Je remercie très chaleureusement Xavier Brun, pour la confiance témoignée en recherche et enseignement. Nous partageons de nombreuses discussions, projet de recherche et coencadrements de masters et doctorants, enrichissants. Je te suis également très reconnaissant d'avoir accepté de superviser mon habilitation à diriger les recherches. Merci pour ton aide et tes encouragements tout au long de ce cheminement. Merci enfin pour ton amitié et les bons moments partagés en dehors du laboratoire.

Ces travaux des recherches sont le fruit de discussions passionnantes, de projets de recherche motivants et de moments de convivialités sympathiques au sein du laboratoire Ampère. Merci particulièrement à Jean-François Trégouët, Jean-Yves Gauhtier, Xuefang Lin-Shi et Vincent Léchappé avec qui nous avons construit, ces dernières années, la thématique Automatique pour l'Électronique de Puisssance (APEP). Je cite également les collègues de tous les jours, Eric Bideaux, Damien Eberard, Tanneguy Redarce, Federico Bribiesca, Sylvie Sesmat, Eric Zamaï, Arnaud Lelevé, Paolo Massioni, Richard Moreau, Michaël Di Loreto, Minh-Tu Pham et Wilfrid Marquis-Favre.

Je remercie particulièrement Pascal Bevilacqua et Hugues Dorgeron pour le support technique indispensable. Je n'oublie pas le personnel administratif qui a toujours répondu présent pour faciliter les nombreuses démarches. Que Laura Khammali, Sandrine Bouchet et Florence Deschamps se trouvent remerciées. Je tiens à exprimer toute ma gratitude aux différents directeurs côtoyés ces dernières années, Guy Clerc, Bruno Allard et Christian Vollaire.

Enfin, j'adresse ma reconnaissance et mes remerciements les plus sincères à toutes les personnes qui m'ont aidé sur le plan personnel : merci à ma famille et à mes amis.

Préambule

Ce mémoire est présenté dans le cadre de ma demande d'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) dans le domaine de l'automatique. Il présente la synthèse de mes activités de recherche et d'enseignement en qualité de maître de conférences à l'INSA Lyon au sein du laboratoire Ampère (UMR CNRS 5005) depuis 2014.

Je tiens, dans ma démarche scientifique, à développer des connaissances sur les systèmes et leurs commandes. Les systèmes considérés relèvent du génie électrique et plus particulièrement les Machines Synchrones (MSs). Sur le plan de la commande, une attention particulière concerne la mise en œuvre expérimentale de ces lois de commande sur des cibles industrielles bas coûts de type microcontrôleur. Il me semble qu'il existe à ce jour un lien à renforcer entre la recherche et le développement :

- les chercheurs développent des algorithmes théoriques de commande avancées,
- les ingénieurs doivent être en mesure de mettre en œuvre ce type de loi de commande sur cibles industrielles.

L'objectif de mon travail a été de développer des solutions logicielles de "prototypage" rapide de loi de commande, basées sur Matlab/Simulink permettant de mettre en œuvre plus facilement des algorithmes de commande appliqués aux MSs. Enfin, ces outils ont également permis de développer des algorithmes d'identification et de commande avancés. Ainsi mes travaux ont pour volonté de rassembler la recherche et le développement sur cibles industrielles d'algorithmes développés dans le domaine de l'automatique : identification, commande et observation.

Pour la rédaction de ce manuscrit, un certain nombre de choix ont du être faits. J'ai préféré ici détailler mes travaux sur la commande embarquée de machines synchrones. Ces travaux n'ont pas fait, à ce jour, l'objet de thèse que j'ai encadrés. En effet, ce travail méthodologique, développé en partie dans le cadre d'activités industrielles contractuelles n'a pas pu faire l'objet de publications scientifiques. La rédaction de la majorité de la 2ème partie cette HDR me permet donc de développer ces travaux peu connus. Ce manuscrit comprend deux parties :

- La première partie est dédiée à mon *curriculum vitae*. Les informations sont principalement dédiées à mes activités de recherche : positionnement par rapport au contexte des mes activités de recherche, publications et encadrements, collaborations et responsabilités scientifiques. Un paragraphe concerne mes activités d'enseignement, ayant un lien avec mes activités de recherche.
- La deuxième partie est dédiée au développement de certaines activités de recherche. Elle comporte cinq chapitres :
  - positionnement de mes travaux de recherche et les thèses que j'ai co-encadrées depuis que je suis maître de conférences à l'INSA. L'objectif de ce chapitre est de montrer le lien entre ces différents travaux qui ont permis d'alimenter des activités de recherche méthodologiques et appliquées.
  - présentation détaillée d'une modélisation générique des MSs. Cette modélisation servira de référence pour les chapitres qui suivent. Elle permet de préciser le cadre de

l'étude développée dans ce manuscrit. Un certain nombre d'hypothèses sont formulées pour justifier les équations obtenues. Bien que cette modélisation puisse paraître en partie classique, elle rassemble toutes les hypothèses antérieures dans un même document, ce qui m'a semblé intéressant.

- synthèse d'une loi de commande vectorielle embarquée sur cible industrielle bas coût. Une méthodologie de commande basée sur le modèle est décrite. L'utilisation de Matlab/Simulink dans cette section permet de s'affranchir de la tâche souvent fastidieuse que peut être la programmation classique de microcontrôleurs (en C ou autre). L'application de cette stratégie dans le cadre d'une application industrielle est détaillée.
- exposé des résultats récents sur l'identification embarquée sans capteur mécanique. L'utilisation de la stratégie de "prototypage" rapide présentée dans le chapitre précédent a été mis à profit afin de proposer des algorithmes avancés d'identification en l'absence de capteur mécanique. On montrera comment l'utilisation jointe de simulation et d'implémentation temps réel permet le développement de ce type d'algorithme.
- perspectives de recherches principalement orientées vers et autour de la modélisation et la commande de machines synchrones. Les machines électriques (moteurs et génératrices) jouent et joueront un rôle important dans l'étude de solutions intégrant les aspects de transition énergétique et de développement durable.

Nomenclature

Automatique

ω_n pulsation naturelle

ζ coefficient d'amortissement

F_s fréquence d'échantillonnage

$G_\omega = \begin{bmatrix} g_\omega & g_{I,\omega} \end{bmatrix}$ gain de commande de la dynamique mécanique

$G_k = \begin{bmatrix} g_k & g_{I,k} \end{bmatrix}$ gain de commande de la dynamique électrique

$s \in \mathbb{C}$ variable de Laplace

T_s période d'échantillonnage

$(\cdot)^{\#}$ référence de la variable $(\cdot)$

$(\cdot)^{\star}$ variable $(\cdot)$ en régime permanent

Mathématique

$\mathbf{1}_{m\times n}$ matrice unitaire de dimension $m \times n$

$\mathbf{I}_n$ matrice identité de dimension $n \times n$

$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ matrice de rotation d'un angle de $\frac{\pi}{2}$

$R_e(\Theta)$ erreur résiduelle

$\deg(p)$ degré du polynôme p

$\det(A)$ déterminant d'une matrice carrée A

$\mathrm{eig}(A)$ valeurs propres d'une matrice carrée A

Modélisation MS

ϕ_f constante de flux généré par les aimants permanents

$\alpha\beta$ repère stationnaire biphasé

λ_{dq} flux magnétique en régime permanent dans le repère dq

ω vitesse angulaire mécanique du rotor

$\Phi_{r,(\cdot)}(\theta)$ flux rotorique dans le repère $(\cdot)$

$\Phi_{s,(\cdot)}(\theta)$ flux statorique dans le repère $(\cdot)$

$\rho_{(\cdot)}$ rapports cycliques dans le repère $(\cdot)$

τ_l couple de charge

τ_m couple produit par le moteur

θ position angulaire mécanique du rotor

θ_r position angulaire de référence

abc repère stationnaire triphasé

C_l matrice de Clarke

C_o matrice de Concordia

C_{23} sous-matrice de Clarke

dq repère tournant

dq, r repère tournant de référence

$e_{(\cdot)}$ Force Electro-Motrice (FEM) dans le repère $(\cdot)$

f_v coefficient de frottements visqueux

$i_{(\cdot)}$ courants de phases statoriques dans le repère $(\cdot)$

J moment d'inertie

$L = L_0 - M_0$ inductance statorique

L_0 inductance propre statorique

L_2 inductance propre rotorique

$L_{(\cdot)}(\theta)$ matrice d'inductance dans le repère $(\cdot)$

$L_{0,(\cdot)}(\theta)$ matrice d'inductance statorique dans le repère $(\cdot)$

$L_{2,(\cdot)}(\theta)$ matrice d'inductance rotorique dans le repère $(\cdot)$

$L_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$ inductance dans le repère dq

M_0 inductance mutuelle statorique

M_2 inductance mutuelle rotorique

p nombre de paires de pôles

$P(\theta)$ matrice de Park

R résistance statorique

$s_{(\cdot)}$ signal de commande de l'interrupteur $(\cdot)$

$v_{(\cdot)}$ tensions de phases statoriques dans le repère $(\cdot)$

Acronymes

AC Alternating Current

ACV Analyse du Cycle de Vie

ADC Analog Digital Converter

AFPM Axial Flux Permanent Magnet

APEP Automatique Pour l'Électronique de Puissance

ASIC Application-Specific Integrated Circuit

BLDC Brushless Direct Current

CAN Controller Area Network

CICL Conférences Internationales avec Comité de Lecture

CPU Central Processing Unit

DC Direct Current

DSC Digital Signal Controller

DSP Digital Signal Processing

ETEP ElectroTechnique et Electronique de Puissance

FEM Force Electro-Motrice

FFT Fast Fourier Transform

FOC Field Oriented Control

FPGA Field-Programmable Gate Array

FPU Floating Point Unit

HETD Heures Équivalent Travaux Dirigés

LSB Least Significant Bit

LTI Linéaire Temps Invariant

MCC Machine à Courant Continu

MCU Microcontroller Unit

MLI Modulation à Largeur d'Impulsion

MPPT Maximum Power Point Tracking

MS Machine Synchrone

MSAP Machine Synchrone à Aimants Permanents

MSRV Machine Synchrone à Réluctance Variable

PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor

RCP Rapid Control Prototyping

RICL Revues Internationales avec Comité de Lecture

Sommaire

Remerciements **iii**

Partie I ***Curriculum vitae*** **1**

1 *Curriculum vitae* 3
1.1 Formation 3
1.2 Carrière 3
2 Bilan des activités de recherche 4
2.1 Mots clefs 4
2.2 Publications 4
2.3 Encadrements 4
3 Diffusion des travaux (rayonnement et vulgarisation) : 6
3.1 Collaborations 6
3.2 Responsabilités scientifiques : 6
3.3 Examinateur dans un jury de thèse 6
3.4 Comités de sélection 7
3.5 Projets académiques 7
3.6 Projets industriels 8
3.7 Sélection de colloques 9
4 Activités d'enseignement 10
4.1 Bilan 10
4.2 Plateforme RObot MUltidisciplinaire (PROMU) 10
4.3 Commande de Convertisseurs et Systèmes d'Actionnement (CCSA) . 12
4.4 Formation continue 13
5 Quelques faits marquants 14

Partie II Développement des activités de recherche **17**

Chapitre 1 Synthèse des activités de recherche **19**

1.1 Automatique Pour l'Électronique de Puissance (APEP) 20
1.2 Activités de recherche au sein du laboratoire Ampère 20
1.3 Encadrement doctoral 22
1.3.1 Thèse de doctorat Miguel Romero Rodriguez 23
1.3.2 Thèse de doctorat de Jérémie Kreiss 25
1.3.3 Thèse de doctorat de Aboubacar Ndoye 27
1.3.4 Thèse de doctorat de Laurent Schuller 30
1.4 Collaboration recherche et développement 31
1.5 Transfert industriel 32

Chapitre 2 Généralités sur les MSs **35**
2.1 Généralités sur les Machines Synchrones (MSs) 36
2.1.1 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) 37
2.1.2 Brushless Direct Current (BLDC) 38
2.1.3 Machine Synchrone à Réluctance Variable (MSRV) 39
2.2 Modélisation de la dynamique des MSs 39
2.2.1 Équation de flux 39
2.2.2 Équations électriques 41
2.2.3 Équations mécaniques 41
2.2.4 Représentation schématique de la MS 42
2.3 Transformations 42
2.3.1 Transformations de Clarke et Concordia 42
2.3.2 Résultats dans le repère $\alpha\beta$ 44
2.3.3 Transformation de Park 46
2.3.4 Résultats dans le repère dq 47
2.3.5 Représentation schématique de la MS dans le repère dq 48
2.4 Modélisation d'un onduleur 48
2.5 Moteurs utilisées 50

Chapitre 3 Commande embarquée temps réel **53**
3.1 Synthèse d'une loi de commande vectorielle 55
3.1.1 Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) 55
3.1.2 Commande vectorielle 58
3.1.3 Gestion des saturations 62
3.2 Prototypage rapide de loi de commande Rapid Control Prototyping (RCP) . 64
3.2.1 Matériel utilisé 66
3.2.2 Programmation temps réel 67

3.2.3 Outils d'analyse temporelle 68
3.2.4 Calcul en virgule fixe 68
3.2.5 Efficacité du code 68
3.2.6 Remplacement de code 69
3.3 Résultats expérimentaux 69
3.3.1 Description de l'expérience 69
3.3.2 Résultats obtenus 70
3.4 Mise en œuvre dans le cadre d'une application industrielle 72

Chapitre 4 Identification sans capteur mécanique **77**
4.1 Modèle de référence de la machine 78
4.2 Identification en ligne avec capteurs 81
4.2.1 Identification par moindres carrés 81
4.2.2 Identification des paramètres électriques 82
4.3 Identification sans capteur mécanique 84
4.3.1 Modélisation sans capteur mécanique 85
4.3.2 Identification sans capteur mécanique 86
4.3.3 Suivi de trajectoire sans capteur 88
4.3.4 Résolution numérique embarquée sur microcontrôleur 89
4.3.5 Résultats expérimentaux 90
4.4 Conclusion 92

Chapitre 5 Perspectives **95**
5.1 Pilotage d'éolienne auto-construite 95
5.2 Prototypage rapide de loi de commande sur FPGA faible coût 96
5.3 Identification et commande de MSRV embarquée 98
5.4 Gestion des saturations (commande - état) des MS 99
5.5 Conception et commande de génératrice à réluctance variable 99
5.6 Vers un variateur générique de MS 100

Annexes **103**

Annexe A Forces Electro-Motrices (FEMs) de machines BLDC **103**
A.1 FEMs trapézoïdales simulées 103
A.2 BLDC faible coût 105
A.3 Moteur CBI 106
A.4 Conclusion 106

Annexe B Cartographie des phénomènes magnétiques des MSs. **109**

Annexe C Calcul pour l'identification sans capteur. **111**

Bibliographie **113**

Table des figures

1 Répartition des heures équivalent TD dans les différentes matières enseignées. . . 10
2 Répartition des heures d'enseignement selon le département concerné. 11
3 Répartition des HETD sous forme de cours/TD/TP 11
4 Répartition des heures équivalent TD par niveau après BAC. 11
5 Plateforme RObot MUltidisciplinaire (PROMU) 12
6 Plateformes CCSA 13
7 Projet CCSA à distance 14

1.1 Positionnement des membres de l'équipe APEP et leur section CNU. 20
1.2 ctrl+elec. 21
1.3 Positionnement de mes activités de recherche. 21
1.4 Positionnement des travaux de recherche. 23
1.5 Réseau Multi-Terminal à Courant Continu (MTDC). 25
1.6 Convertisseurs parallèles. 26
1.7 Répartition de courants permettant la minimisation des pertes. 27
1.8 Évolution temporelle en boucle ouverte en utilisant une PWM. 29
1.9 Évolution temporelle de la tension, des courants et de la charge. 29
1.10 Banc MSRV. 30
1.11 Comparaison entre les champs électromagnétiques simulés et mesurés. 31
1.12 Collaboration Ampère-CBI. 33
1.13 Essais véhicule CBI : commande de machine low cost embarquée. 33

2.1 Classification des moteurs. 36
2.2 Représentation schématique des moteurs. 37
2.3 Représentation de la contrainte $\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0$. 41
2.4 Représentation schématique de la MS. 42
2.5 Transformation du repère triphasé abc en repère biphasé $\alpha\beta$. 43
2.6 Transformation du repère biphasé $\alpha\beta$ au repère tournant dq. 46
2.7 Représentation des transformations de Clarke et de Park. 48
2.8 Représentation équivalente à une Machine à Courant Continu (MCC) de la MS. . 49
2.9 Onduleur trois bras, deux niveaux. 49
2.10 Représentation schématique de la MS et son convertisseur. 50
2.11 Moteurs utilisés. 51

3.1 Étapes de la synthèse de commande. 54
3.2 Représentation schématique de la MLI. 55
3.3 PWM centrée avec temps mort T_d. 57
3.4 Synchronisation de la mesure de courant sur la PWM. 57

3.5 Représentation de la MLI intersective. 58
3.6 Représentation de la MLI vectrorielle. 58
3.7 Schéma de principe de la commande vectorielle. 59
3.8 Schéma de principe de la commande électrique. 60
3.9 Dynamique mécanique en boucle fermée. 61
3.10 Représentation des saturations dans un reprère i_{dq}. 63
3.11 Saturation de la norme. 64
3.12 Schéma de “clamping” de l'intégrateur. 64
3.13 Schéma de prototypage rapide. 65
3.14 Carte de démonstration MCLV-2. 66
3.15 Exemple de programme Simulink temps réel sur un moteur à courant continu. . . 67
3.16 Multi-tasking rate monotonic scheduler. 69
3.17 Banc moteurs Teknic accouplés mécaniquement. 70
3.18 Trajectoires de référence. 71
3.19 Schéma Simulink de la commande vectorielle sur puce SAME5. 71
3.20 Résultats de la commande embarquée sur différentes cibles. 72
3.21 Temps d'exécution de la tâche rapide. 73
3.22 Stratégie de commande mise en œuvre. 73
3.23 Variateur développé en collaboration avec la société CBI. 74
3.24 Résultats expérimentaux des essais véhicules. 74

4.1 Banc moteurs Hurst accouplés mécaniquement. 78
4.2 Maillage dans le repère i_{dq} pour une MSAP. 79
4.3 Données expérimentale mesurée à 200 rad/s. 80
4.4 Estimation du flux magnétique à 200 rad/s. 81
4.5 Cartographie des tensions v_{dq} appliquées pour l'identification. 83
4.6 Résultats de l'identification en ligne pour le moteur hurst. 84
4.7 Transformée de Park sans capteur. 84
4.8 Représentation du repère dq, r. 85
4.9 Algorithme d'excitation. 88
4.10 Trajectoires de référence. 89
4.11 Procédure d'identification sans capteur. 89
4.12 Suivi de trajectoire. 90
4.13 Comparaison des courant i_{dq} et $i_{dq,r}$. 91
4.14 Identification expérimentale des paramètres électriques. 92
4.15 Solutions de l'identification. 93
4.16 Comparaison du temps d'exécution de l'algorithme d'identification sans capteur. 93

5.1 Banc expérimental génératrice auto-construite. 97
5.2 Prototypage rapide de FPGA. 97
5.3 Flux magnétiques en excitation directe. 98
5.4 Machine axiale à réluctance variable. 100

A.1 Simulation de FEM trapézoïdale et sinusoïdale. 104
A.2 Composante homopolaire des FEM trapézoïdales. 104
A.3 Amplitude du spectre Fast Fourier Transform (FFT) d'une FEMs trapézoïdales. 104
A.4 Photo de la machine BLDC faible coût. 105
A.5 Représentation des mesure de FEMs du moteur BLDC faible coût. 105

A.6 Amplitude du spectre FFT d'une FEM d'un BLDC faible coût. 105
A.7 Photo du moteur CBI. 106
A.8 Mesures entre phases des FEMs du moteur CBI. 106

B.1 Procédure d'identification. 110

Première partie

Curriculum vitae

1 *Curriculum vitae*

Romain DELPOUX	
Nationalité :	française
Année de naissance :	13 décembre 1986
Lieu de naissance :	Toulouse (31), France
Grade :	Maître de conférences depuis le 07/09/2014 5ème échelon depuis le 01/04/2019
Section CNU :	61ème section, génie informatique, automatique et traitement du signal
Établissement :	INSA Lyon - Département Génie Industriel (GI)
Laboratoire :	Ampère - UMR CNRS 5005
Adresse :	25 avenue Jean Capelle - Bât St Exupéry 69621 Villeurbanne Cedex - France
Email :	romain.delpoux@insa-lyon.fr
Tel :	+33 (0)4 72 43 72 51

1.1 Formation

2009 - 2012 **Doctorat en Automatique, Génie Informatique, Traitement du Signal et Image**
Laboratoire d'Automatique, Génie Informatique et Signal (LAGIS, UMR CNRS 8219), École Centrale de Lille
Sujet : Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)
Jury :

Mme. F. Lamnabhi-Lagarrigue	Directrice de Recherche CNRS au L2S-Supélec Paris Sud	Présidente
M. A. Glumineau	Professeur des Universités à l'École Centrale de Nantes	Rapporteur
M. H. Sira-Ramírez	Directeur de Recherche au CINVESTAV de Mexico City	Rapporteur
M. V. Cocquempot	Professeur des Universités à l'Université Lille 1	Examinateur
M. F. Gillon	Maître de Conférences à l'École Centrale de Lille, HDR	Examinateur
M. T. Floquet	Chargé de Recherche CNRS au LAGIS, HDR	Directeur

2007 - 2009 **Master Control System and Mechatronics**
Chalmers University, Göteborg, Suède

1.2 Carrière

Depuis 2014 **Maître de conférences** à l'INSA Lyon, département Génie Industriel
2013 - 2014 **Chercheur post-doctorant contractuel**, Arts et Métiers ParisTech de Lille
2012-2013 **ATER en Automatique**, Université de Lille
2009-2012 **Moniteur** à l'École Centrale de Lille

2 Bilan des activités de recherche

2.1 Mots clefs

- Commande, Observation, Identification de Machine Synchrone (MS)
- Automatique pour l'Électronique de puissance
- Algorithmes temps réel embarqués
- Expérimentation, réalisation de bancs d'essais
- Commande hybride, modes glissants

2.2 Publications

- 11 Revues Internationales avec Comité de Lecture (RICL)
- 1 Revue Nationale avec Comité de Lecture (RNCL)
- 19 Conférences Internationales avec Comité de Lecture (CICL)
- 1 publication diverse
- 1 brevet

2.3 Encadrements

- 2 thèses co-encadrées soutenues
- 3 thèses co-encadrées en cours
- 9 stages de Master encadrés ou co-encadrés
- 3 contrats ingénieurs en CDD Insavalor

Co-encadrements de thèses

depuis oct 21	Adrien Prévost Pilotage vectoriel de machines électriques à forces électromotrices non-sinusoïdales Encadrement : X. Brun (10%), **R. Delpoux (30%)**, V. Léchappé (30%), J.-F. Trégouët (30%)
depuis oct 19	Laurent Schuller Commande d'une nouvelle génération de moteurs pour le véhicule électrique Encadrement : X. Brun (34%), **R. Delpoux (33%)** et J.-Y. Gauthier (33%)
depuis déc 18	Aboubacar Ndoye Commande directe versus commande avec Modulation à Largeur d'Impulsion (MLI) Encadrement : X. Lin-Shi (10%), **R. Delpoux (45%)** et J.-F. Trégouët (45%)
2016 - 2019	Jérémie Kreiss Allocation de commande pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance Encadrement : X. Lin-Shi (10%), **R. Delpoux (30%)**, J.-Y. Gauthier (30%) et J.-F. Trégouët (30%)
2015 - 2018	Miguel Romero Rodriguez Synthèse de contrôle par supervision pour des systèmes HVDC à base de convertisseurs modulaires multiniveaux Encadrement : E. Niel (20%), **R. Delpoux (40%)** et L. Piétrac (40%), A. Benchaib (Supergrid Institute)

Master

2021 Thomas Pham, Ingénieur GE INSA Lyon
Identification et Modélisation des Paramètres Magnétiques d'une MSRV
Encadrement : X. Brun (34%), **R. Delpoux (33%)** et J.-Y. Gauthier (33%)

2020 Adrien Prévost, Ingénieur GE INSA Lyon
Étude du dimensionnement et commande de MSAP à flux axial
Encadrement : **R. Delpoux (100%)**

2019 Diana Banda, Master Universidad Autónoma de Nuevo León, Mexique
Commande par modes glissants d'ordre supérieur de MSAP
Encadrement : **R. Delpoux (50%)** et V. Léchappé (50%)

2019 Arnaud Duvernois, Ingénieur GE INSA Lyon
Prototypage Rapide de lois de commande avancée
Encadrement : **R. Delpoux (100%)**

2018 Aboubacar Ndoye, Master Génie des systèmes automatisés, École Centrale de Lyon
Commande directe de convertisseurs
Encadrement : **R. Delpoux (50%)** et J.-F. Trégouët (50%)

2018 Antonio Hevia Crespo, Ingénieur GE INSA Lyon
Extraction du maximum de la puissance d'une éolienne
Encadrement : **R. Delpoux (100%)**

2018 Alban Lacroix, Ingénieur GE INSA Lyon
Développement de lois de commande vectorielle pour le pilotage de MSAP
Encadrement : X. Brun (34%), **R. Delpoux (33%)** et X Lin-Shi (33%)

2017 Jorge Barrientos Díez, Ingénieur GE INSA Lyon
Identification et commande de MSAP
Encadrement : **R. Delpoux (100%)**

2016 Cyril Lacombe, Ingénieur Ecole Centrale de Lyon
Gestion autonome de microcentrales énergétiques multisources
Encadrement : **R. Delpoux (50%)** et J.-F. Trégouët (50%)

Ingénieurs

2020 - 2021 El Mehdi Merouane
CDD Insavalor (1 an)
Mission : Prototypage rapide de la commande d'un commutateur électrique (R&D booster Auscara).

2020 - 2021 Adrien Prévost
CDD Insavalor (1 an)
Mission : Dimensionnement, réalisation et test d'un banc d'essai moteur pour machines synchrones à flux axial.

2019 - 2020 Arnaud Duvernois
CDD Insavalor (6 mois)
Mission : Réalisation et commande d'un onduleur triphasé pour le prototypage rapide de loi de commande.

3 Diffusion des travaux (rayonnement et vulgarisation) :

3.1 Collaborations

Lubin Kerhuel	Docteur, Ingénieur Microchip Inc Prototypage rapide de lois de commande sur microcontrôleurs industriels [14, 12]
Marc Bodson	Professeur, University of Utah (U.S.A) Identification des paramètres de MSs [27, 10, 26] Allocation de commande pour l'électronique de puissance [2]
Jesus De León Morales	Professeur, Universidad Autonoma de Nuevo Leon (Mexique) Commande par modes glissants d'ordre supérieur de MSAP [1]
Atelier du Zéphyr	Association Lyonnaise : Auto-construire ses moyens de production d'énergie

3.2 Responsabilités scientifiques :

depuis 2015 Responsable du groupe de travail **Automatique pour l'électronique de puissance (APEP)**
Ce groupe de travail est un groupe au sein du département Automatique pour l'ingénierie des systèmes (AIS) du Laboratoire Ampère.
Ce groupe compte **8 permanents enseignants chercheurs**, **7 doctorants** et **1 ingénieur en CDD**.
Missions :
- Organisation de **réunions hebdomadaires courtes** avec les permanents pour discuter des sujets divers et d'un **séminaire mensuel** avec tous les membres du groupe.
- Réalisation du site internet `crtl-elec.fr`. Ce site a pour vocation de promouvoir les activités de recherche, développement et formation autour de notre plateforme expérimentale.
- Rédaction de la fiche action du groupe ainsi que de posters en vue de la visite Hceres qui a eu lieu au laboratoire Ampère en février 2020.

depuis 2020 Co-responsable de la cellule développement durable et responsabilité sociétale (DDRS) du laboratoire Ampère.
Responsables : Romain Delpoux et Vincent Léchappé
Membres : Christian Vollaire (PU ECL, directeur du laboratoire Ampère), Cyril Buttay (DR CNRS, directeur adjoint du laboratoire Ampère), Laure Franqueville (IR CNRS), Fabien Mieyeville (PU UCB), Laurent Morel (MCF UCB), Marie Robin (MCF UCB)
Mission : Cette cellule a été crée suite au nouveau projet quinquennal du laboratoire. Elle a pour objectif de recenser, promouvoir et développer les activités en lien avec le développement durable du laboratoire Ampère.

3.3 Examinateur dans un jury de thèse

11 juillet 2019 Sabrina HADJERAS
Hybrid Control Of Power Converters, Doctorat de l'Université de Toulouse, Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS.
Jury : Luis Martinez-Salamero (R), Laurentiu Hetel (R), Corinne Alonso (P), Romain Delpoux, Carolina Albea Sanchez, Germain Garcia.

3.4 Comités de sélection

Participation à 3 comités de sélection : recrutement de 3 maîtres de conférences :

mai 2021 Poste de maître de conférences section 61 à l'INSA Lyon au laboratoire Ampère (Vice Président).

mai 2018 Poste de maître de conférences section 61/63 à l'ENSEIHT et au laboratoire Laplace à Toulouse.

mai 2017 Poste de maître de conférences section 61 à l'INSA Lyon au laboratoire Ampère.

3.5 Projets académiques

2018 Appel à Projets Internes 2018 du GDR Seeds
Titre : ALlocation pour la commande de CONVertisseurs (ALCONV)
Porteur : Romain Delpoux
Membres : Jean-François Trégouët (MCF INSA Lyon - Ampère), Jean-Yves Gauthier (MCF INSA Lyon - Ampère), Xuefang Lin-Shi (PU INSA Lyon - Ampère) et Maurice Fadel (PU, ENSEEIHT/INP LAPLACE UMR CNRS 5213)
Montant : 7 500€
Description : Ce projet est en lien avec les travaux de thèse de Jérémie Kreiss sur l'allocation de commande. Il a permis de se rapprocher de M. Fadel du laboratoire Laplace à Toulouse mais également de relancer une collaboration avec Marc Bodson de l'Université de l'Utah (Etats-Unis) sur l'allocation de commande en Électronique de Puissance.

2018 Bonus Qualité Innovation Insavalor (filiale de valorisation de l'INSA de Lyon)
Titre : Développement et valorisation de la plateforme expérimentale ctrl + elec
Porteur : Romain Delpoux
Membres : Jean-François Trégouët (MCF INSA Lyon - Ampère), Jean-Yves Gauthier (MCF INSA Lyon - Ampère), Xuefang Lin-Shi (PU INSA Lyon - Ampère) et Xavier Brun (PU INSA Lyon - Ampère)
Montant : 20 000€
Description : Ce projet a permis de développer un variateur de vitesse générique pour moteur à bas coût. Une première version a été réalisée à partir d'outils de prototypage rapide qui le rende accessible à des ingénieurs des domaines du génie électrique ou de la mécatronique sans avoir de compétences particulières en programmation. Le programme fonctionne sur un microcontrôleur Microchip du marché (environ 2€).

2021 Appel à Projets Internes 2021 du GDR Seeds
Titre : HACK-μGRID : Une série de Hackathons pour développer des fonctions de base pour des micro- réseaux DC basse tension
Porteur : Luiz F. Lavado Villa (MCF LAAS-CNRS)
Membres : Loïc Queval (MCF laboratoire GeePs), Romain Delpoux
Montant : 5 000€
Description : L'objectif du projet HACK-μGRID est de soutenir l'amorçage de collaborations par la mise en place d'une série de hackathons entre les laboratoires LAAS-CNRS (Toulouse), AMPERE (Lyon) et GeePs (Paris). Luiz Villa porte le projet OwnTech accompagné par CNRS Innovation (www.owntech.org) dédié à la création d'un produit innovant Open source/Open hardware/Open data pour la gestion de l'énergie. D'un point de vue scientifique, il reste nécessaire d'amorcer des collaborations de développement et de mise en œuvre des démonstrateurs permettant d'illustrer la pertinence de l'approche à la communauté académique.

3.6 Projets industriels

2014-17 Collaboration de recherche avec la société Chassis Brakes Internationnal
Porteurs : Xavier Brun (PU INSA Lyon - Ampère) et Romain Delpoux
Membres : Xuefang Lin-Shi (PU INSA Lyon - Ampère)
Montant : 240 000€
Description : Mise en œuvre de lois de commande vectorielle sur un moteur à bas coût utilisé pour un frein électrique. Dans ce projet, la société a développé la partie mécanique du frein, le laboratoire Ampère les lois de commande. Le dimensionnement du moteur et de l'électronique de commande ont été développés en collaboration.

2018-19 Collaboration de recherche avec la société Chassis Brakes Internationnal
Porteur : Romain Delpoux
Membres : Xavier Brun (PU INSA Lyon - Ampère), Arnaud Duvernois (Ingénieur CDD)
Montant : 80 000€
Description : Suite au projet initialement porté par Xavier Brun j'ai pris la responsabilité de la collaboration qui a continué avec une mise en œuvre expérimentale des lois de commande sur microcontrôleur. Ce projet a permis le recrutement d'un Ingénieur d'étude en CDD. Il a abouti en novembre 2019 sur des essais sur un véhicule de tourisme.

2019-20 Projet AUSCARA : Collaboration de recherche avec les sociétés Navya et GULPLUG
Porteur : Xavier Brun (PU INSA Lyon - Ampère)
Membres : Romain Delpoux, Pascal Bevilacqua (Ingénieur INSA Lyon - Ampère)
Montant : 100 000€
Description : Financement public dans le cadre de son dispositif « R&D Booster » de la Région Auvergne-Rhône-Alpes. Ce projet concern l'intégration optimale d'un commutateur de puissance intelligent entre deux arrivées électriques (la prise standard EV et la SELFPLUG).

2021 Expertise pour la société EFI Automotive
Porteur : Romain Delpoux
Membres : Jean-Yves Gauthier (MCF INSA Lyon - Ampère)
Montant : 6 000€
Description : La société EFI Automotive désirait bénéficier du savoir-faire du Laboratoire Ampère sur la commande temps réel de machines électriques.

3.7 Sélection de colloques

Comité technique sur les systèmes dynamiques hybrides de la SAGIP

2020 Robust relay control for buck converters : experimental application.
présenté par Aboubacar Ndoye, webminaire commun CSE SDH.

2014 Commande par relais à paramètres variant : Application aux MSAP.
ENSAM, Paris

Comité technique sur la Commande des Systèmes Électriques (inter GDR SAGIP/SEEDS)

2021 Identification temps réelle embarquée de MSAP
Journée virtuelle de la SAGIP

2018 Prise en compte des saturations pour la commande de convertisseurs en parallèle.
présenté par Jérémie Kreiss, École Centrale de Nantes.

2018 Utilisation du défluxage d'une machine synchrone à aimants permanents pour améliorer la régulation de Couple
présenté par Jérémie Kreiss, UPMC Paris.

Autres colloques

2017 Torque Ripple Reductions for Non-Sinusoidal BEMF Motor : An Observation Based Control Approach
IFAC World Congres Toulouse - open invited session Observation, Diagnosis and Control of Electrical Systems

2017 Parallel Interconnection of Buck Converters Revisited
IFAC World Congres Toulouse - open invited session Observation, Diagnosis and Control of Electrical Systems

2020 Embedded motor control and identification
Webminaire Microchip motor control international unit

2020 On Chip Rapid Control Prototyping for Education
IFAC World Congres Berlin - demonstrator session

2021 Quelle recherche au service de la transition écologique ?
Univershifté, table ronde, l'association The Shifters, INSA Lyon

2021 Commande Moteur : Prototypage rapide à la maison pour étudiants en temps de pandémie.
MATLAB & Simulink French Academic Online Forum

4 Activités d'enseignement

4.1 Bilan

Mes enseignements concernent la discipline de l'Automatique et se caractérisent comme sur le plan de la recherche par la volonté de mettre en œuvre les différents concepts de l'automatique enseignés sur des bancs expérimentaux. Ces dernières années m'ont permis de développer des compétences concernant la modélisation et la commande de processus continus : asservissement et régulation de systèmes mécatronique et robotiques avec un fort intérêt pour le prototypage rapide et, d'autre part l'analyse de performances et la commande de systèmes à évènements discrets (Grafcet, Supervision, MES) avec des applications aux systèmes manufacturiers.

Ces enseignements ont été dispensés à divers publics en formation d'ingénieur, essentiellement au département Génie Industriel auquel est rattaché mon poste de maître de conférences et également au département Génie Électrique dans lequel je réalise des enseignements orientés autour de la commande embarquée de MSs.

Depuis 2014 j'ai participé à l'INSA Lyon au développement de bancs d'essais à destination des enseignements pour les départements Génie Industriel et Génie Électrique. On retiendra notamment la mise en commun de salles de TP pour ces deux départements que j'ai initié en 2016. Les plateformes de TP sont ainsi utilisées dans les deux départements.

J'interviens à différents niveaux, de la 2nd à la 5ème année de l'INSA ou en formation continue (formation Insavalor). Ces enseignements sont effectués sous des formes variées : cours, travaux dirigés, travaux pratiques et encadrement de projets collectifs ou personnels.

Pour donner un aperçu d'une année "type" d'enseignement, les graphiques ci-après résument les 298 heures équivalent TD effectuées lors de l'année 2020-21. Le graphique (Figure 1) permet de visualiser la répartition de mes activités pédagogiques et leur importance en terme de nombre d'heures pour les 7 modules enseignés en 2020-21. Les graphiques suivants montrent l'hétérogénéité en terme de publics concernés (selon les départements) : Figure 2, de forme d'enseignement (cours / travaux dirigés / travaux pratiques) ; Figure 3, et Figure 4 des niveaux de ce public (BAC+3 à BAC +5 et formation continue).

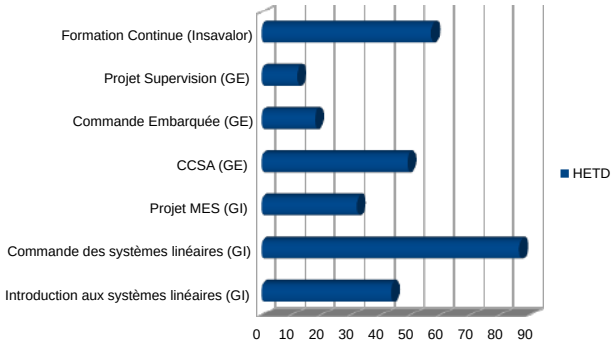


FIGURE 1 – Répartition des heures équivalent TD dans les différentes matières enseignées.

4.2 Plateforme RObot MUltidisciplinaire (PROMU)

Cette plateforme est un espace modulable où les étudiants mettent en pratique des compétences théoriques pluridisciplinaires pour comprendre la 4ième révolution industrielle et ses nouveaux concepts : industrie 4.0, cybersécurité, intelligence artificielle, big-data, robotique,

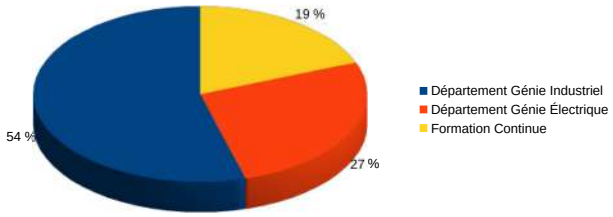


FIGURE 2 – Répartition des heures d'enseignement selon le département concerné.
u

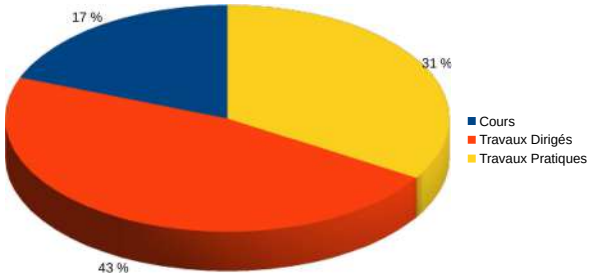


FIGURE 3 – Répartition des heures équivalent TD sous forme de Cours / Travaux Dirigés / Travaux Pratiques.

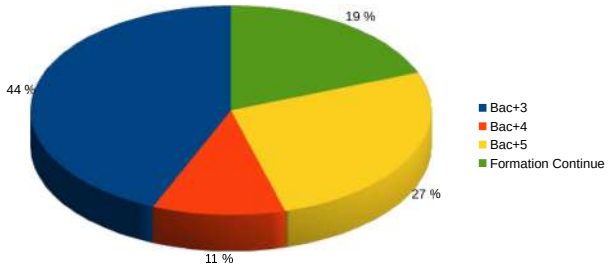
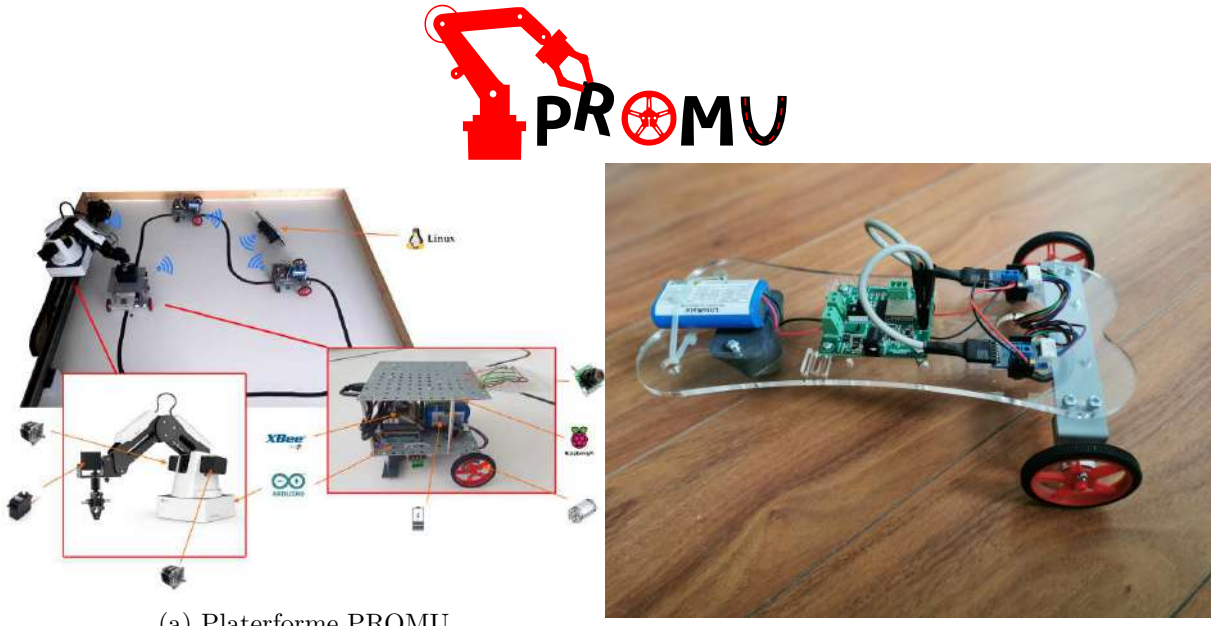


FIGURE 4 – Répartition des heures équivalent TD par niveau après BAC.

véhicule autonome et mobilité électrique. Le projet PROMU a pour objectif de décloisonner les disciplines classiquement enseignées en école d'ingénieurs dans le domaine de l'EEAIIT : Électronique, Électrotechnique, Automatique, Informatique Industrielle, Télécom et du Génie Industriel : Organisation de la production, Logistique, Lean management, amélioration continue, Gestion des achats, réapprovisionnement des matières. Chaque année 450 futurs ingénieurs de 2 départements, se côtoient sur cette même plateforme. L'objectif est d'offrir aux futurs ingénieurs une vision plus large et interdisciplinaire de leurs métiers permettant davantage d'ému-

lation et ouvrant sur des sujets complexes et innovants. En effet, la formation d'ingénieur reste aujourd'hui relativement sectorisée au sein des disciplines. Différents domaines peuvent traiter de problématiques similaires sans avoir l'opportunité de croiser leurs expertises sans maîtriser les éventuelles interactions entre les corps de métier.

J'ai développée cette plateforme robotique (voir Figure 5) aidé par des enseignants, chercheurs, ingénieurs et techniciens, stagiaires de l'INSA et de l'IUT GEII de Lyon. Tous les éléments communiquent entre eux à l'aide de liaisons sans fil (Wifi, Xbee). Les robots mobiles sont capables, à l'aide de caméras et de traitement de l'image de se repérer dans l'espace et ainsi de suivre le circuit sur la Figure 5a (vidéo -`https://youtu.be/b0iQPGrrKg4`). L'interaction entre les robots mobiles et le bras manipulateur permet de mettre en place des scénarios divertissants de collaboration. Bien que ce type de plateforme existe dans le commerce, la volonté est d'avoir des outils *ad-hoc* par rapport aux éléments d'enseignements visés et évolutifs pour s'adapter aux évolutions technologiques afin de rester motivants pour les étudiants et ancrés dans une réalité industrielle compétitive. En effet, le fait que les différents composants de la plateforme soient entièrement conçus à l'INSA, ceci offre la possibilité de la faire facilement évoluer au gré des projets, puisqu'elle est aujourd'hui entièrement reprogrammable, reconfigurable et donc réparable. Le contenu d'un des TP sur cette plateforme est disponible en ligne sur github `https://github.com/rdelpoux/ESP32Robot`.



(a) Platerforme PROMU

(b) Robot ESP32

FIGURE 5 – Plateforme RObot MUltidisciplinaire (PROMU)

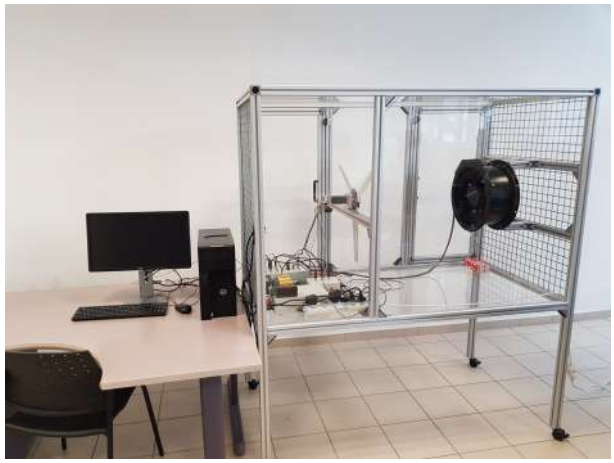
4.3 Commande de Convertisseurs et Systèmes d'Actionnement (CCSA)

CCSA est une option de spécialité de 200 Heures Équivalent Travaux Dirigés (HETD) proposée en 5ème année du département Génie Électrique. J'interviens dans cette option sur deux modules : le projet de modélisation, commande et mise en œuvre expérimentale de lois de commande de MSs et un module de prototypage rapide de lois de commande sur microcontrôleur.

Le projet CCSA sur un volume horaire de 50 HETD consiste en la mise en œuvre de lois de commande vectorielle sur machines électriques. Une importance particulière est portée en expérimentation. Ainsi, en binômes, les étudiants travaillent sur des bancs que nous avons développée utilisant des plateformes dSpace (voir Figure 6a). Initialement limité à la commande en présence de capteur de MSAP, ces activités sont, aujourd'hui développées sur différents bancs mis à la disposition des étudiants : plateforme éolienne (Figure 6b), frein électrique issu de la collaboration de recherche avec la société Chassis Brakes Internationnal ou encore machine asynchrone. Tout cela est destiné à mettre en œuvre des commandes sans capteur, des stratégies de défluxage ou des algorithmes de Maximum Power Point Tracking (MPPT).

En marge de ce projet, il nous a semblé pertinent de former les étudiants au prototypage rapide de lois de commande sur cible industrielle utilisant matlab/simulink. Ainsi en collaboration avec Lubin Kerhuel de la société Microchip Inc., nous avons mis en place une formation de 12h que nous encadrons en binôme. Les étudiants y appliquent leurs lois de commande sur microcontrôleurs. Les supports de cours font l'objet d'un site internet servant de ressource aux étudiants `rcp.ctrl-elec.fr`.

(a) Banc CCSA



(b) Éolienne CCSA

Figure 6 – Plateformes CCSA

4.4 Formation continue

Mes activités de recherche sur le développement de lois de commande et d'algorithmes d'identification de MSs ainsi que leurs mises en œuvres expérimentales m'ont permis de développer ces dernières années une expertise particulièrement recherchée dans l'industrie. Effectivement, l'utilisation de machines électriques devient incontournable que ce soit dans l'industrie automobile, l'aéronautique, ... Une formation continue à la carte sur ces thématiques a été mise en place : principes de base de la commande vectorielle, commande sans capteur, mise en œuvre expérimentale sur microcontrôleur, Ces dernières années, j'ai animé 4 formations continues pour des ingénieurs des sociétés CBI, Hitachi, SNR et EFI automotive (un volume horaire de 21h et 6 participants à chaque session). Ces formations sont généralement proposées en lien avec des collaborations de recherche industrielle.

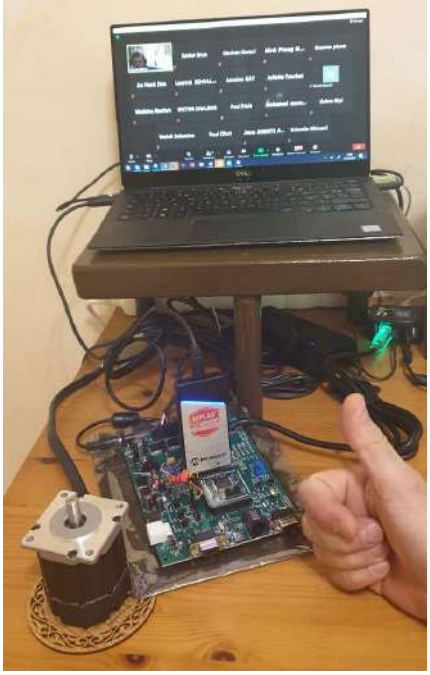


FIGURE 7 – Projet CCSA à distance

5 Quelques faits marquants

- Recherche : Je retiens ici, comme fait marquant pour la recherche, les travaux de Aboubacar Ndoye. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à la commande par relais de convertisseurs en parallèle dans le cas incertain. L'incertitude est causée par une charge inconnue. Pour cette application, aucune théorie sur les systèmes hybrides, ne s'adaptait, à notre connaissance, à notre système. De la théorie à la mise en œuvre expérimentale sur FPGA tout à été traité dans le cadre de cette thèse. La stratégie proposée permet de calculer automatiquement les gains de commande implémentés dans le FPGA. Ces travaux récents ont été soumis dans une RICL.
- Collaboration Industrielle : de 2014 à 2019, en collaboration avec la société Chassis Brakes International - Hitachi Automotive Systems Group, j'ai participé au développement d'un frein de service électrique. De l'information pédale de frein au serrage des patins, tout le circuit hydraulique classique est remplacé par un système mécatronique connecté à un calculateur. Outre le développement d'une loi de commande vectorielle d'un moteur bas coût embarquée sur microcontrôleur, la collaboration a porté sur le dimensionnement du système (mécanique et électrique), la conception d'une électronique de puissance adaptée. Enfin, la collaboration a abouti sur la validation du système complet avec des essais sur véhicules sur piste. Les résultats de ces travaux ont donné lieu à une publication dans la lettre de l'innovation du CNRS 2020 [33].
- Méthodologie : depuis 2015 je travaille en collaboration avec Lubin Kerhuel, Docteur-Ingénieur chez Microchip Inc. Nous développons ensemble une méthodologie pour la mise en œuvre d'une loi de commande de machines électriques ciblant directement des microcontrôleurs Microchip. Alors que Lubin Kerhuel développe des blocs de périphériques entrées/sorties Matlab/Simulink pour la société Microchip, nous proposons ensemble des

algorithmes avancés pour l'identification et la commande de MSs. Cette solution de prototypage rapide permet de tester ces algorithmes sur cibles industrielles.

- Enseignement : suite à la fermeture de l'établissement à cause du second confinement en octobre 2020, lié à la pandémie (COVID19) un mois avant le démarrage du projet CCSA, la totalité du projet aurait du être proposée en simulation. J'ai alors proposé de mettre au point un banc moteur composé d'une MSAP, d'une carte microcontrôleur (remplaçant les dSpace habituellement utilisées) et d'une alimentation pour chacun des 18 étudiants et les 4 encadrants. Cette version COVID du projet CCSA a renforcée le lien en les deux modules présentés précédemment. Ce projet, financé par le département Génie Électrique, a permis de maintenir le volet expérimental qui en fait la force (voir Figure 7). Cela a aussi été l'occasion, à grand échelle, de tester la méthodologie de commande développée avec Lubin Kerhuel. En quelques heures, les étudiants ont pu mettre en œuvre des algorithmes avancés de contrôle moteur sur une cible industrielle. Cette expérience fera l'objet en novembre 2021 d'une communication dans le colloque MATLAB & Simulink French Academic Forum.

Deuxième partie

Développement des activités de recherche

Chapitre 1

Synthèse des activités de recherche

Sommaire

1.1 Automatique Pour l'Électronique de Puissance (APEP) 20
1.2 Activités de recherche au sein du laboratoire Ampère 20
1.3 Encadrement doctoral 22
1.3.1 Thèse de doctorat Miguel Romero Rodriguez 23
1.3.2 Thèse de doctorat de Jérémie Kreiss 25
1.3.3 Thèse de doctorat de Aboubacar Ndoye 27
1.3.4 Thèse de doctorat de Laurent Schuller 30
1.4 Collaboration recherche et développement 31
1.5 Transfert industriel 32

Introduction

Mes travaux de recherche portent sur la commande appliquée au génie électrique depuis mon doctorat, intitulé "Contribution à l'identification, l'observation et la commande de MSAP", réalisé au LAGIS (UMR 8219) École Centrale de Lille, sous la direction de Thierry Floquet. Ces travaux, dans un laboratoire d'Automatique, ont principalement porté sur le développement et la mise en œuvre d'algorithmes d'automatique avancée sur une MSAP tel que les modes glissants d'ordre supérieur pour la commande sans capteur [11], ou les méthodes algébriques introduites par M. Fliess et H. Sira-Ramirez [8, 25].

A l'issue de cette thèse, j'ai ressenti le besoin de me rapprocher de laboratoires en Génie Électrique afin d'approfondir mes compétences sur les problématiques que posent la commande de machines dans ce domaine et sortir de ma vision purement automaticienne. Le laboratoire Ampère (UMR 5005), laboratoire issu de la fusion d'un laboratoire d'automatique et d'un laboratoire de génie électrique est apparu comme une solution évidente pour faire le lien entre les problématiques des sections CNU 61 et 63.

Recruté maître de conférences au laboratoire Ampère depuis septembre 2014, mes activités de recherche se sont élargies et enrichies au sein de l'équipe de recherche Automatique Pour l'Électronique de Puissance (APEP), que nous avons crée en 2014 et dont je suis le référent. A ce jour, mes activités de recherche concernent les machines électriques dans leur environnement et plus particulièrement les micro réseaux électriques continus.

1.1 Automatique Pour l'Électronique de Puissance (APEP)

Le groupe de travail Automatique Pour l'Électronique de Puissance (APEP) se positionne entre les disciplines de ElectroTechnique et Electronique de Puissance (ETEP) d'une part, et l'Automatique d'autre part : l'objectif est de tirer parti d'une connaissance fine de la physique des systèmes d'ETEP et d'une expertise sur certains outils de l'Automatique, identifiés comme pertinents pour ces applications. Le groupe se place entre la théorie et l'expérimentation avec la mise au point d'algorithmes de commande rigoureux mis en œuvre sur des bancs expérimentaux à des fins de recherche mais aussi de transfert technologique en partenariat avec des industriels.

L'étude pluridisciplinaire (ETEP, Automatique) des systèmes que nous considérons doit permettre la mise à jour des hypothèses sous-jacentes portant notamment sur la rapidité des différentes dynamiques mises en jeux. Le but est de proposer une hiérarchisation des objectifs de commande à exploiter.

La modélisation hybride et multi-fréquentielle de problèmes classiques de l'ETEP, prenant en compte, non seulement les commutations, mais également les différents modes de fonctionnement (par exemple, conduction continue et discontinue), ainsi que les saturations doivent permettre d'améliorer les performances du système (suivi de trajectoire). L'objectif du groupe est également de proposer une conception simultanée du dimensionnement et de la commande.

Les principaux membres ainsi que leur positionnement entre l'automatique, le génie électrique et le transfert industriel sont donnés figure 1.1.

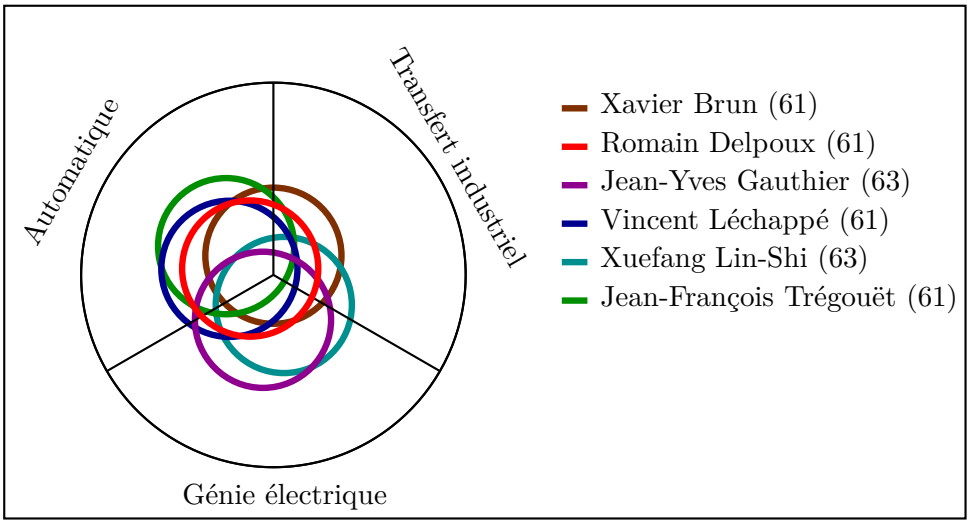


FIGURE 1.1 – Positionnement des membres de l'équipe APEP et leur section CNU.

1.2 Activités de recherche au sein du laboratoire Ampère

Compétences développées : Depuis mon arrivée au laboratoire Ampère mes travaux de recherche s'inscrivent dans la discipline Automatique (61ème section du CNU) au sein du groupe de travail APEP du département Automatique pour l'Ingénieure des Systèmes (AIS) sur les axes scientifiques commande de machines et de convertisseurs et commande embarquée. Ma recherche a un caractère méthodologique et appliqué ce qui explique ma volonté de valider les algorithmes

développés sur des plateformes expérimentales : plateforme ctrl+elec (`www.ctrl-elec.fr` voir figure 1.2) dont je suis un des acteurs principaux.

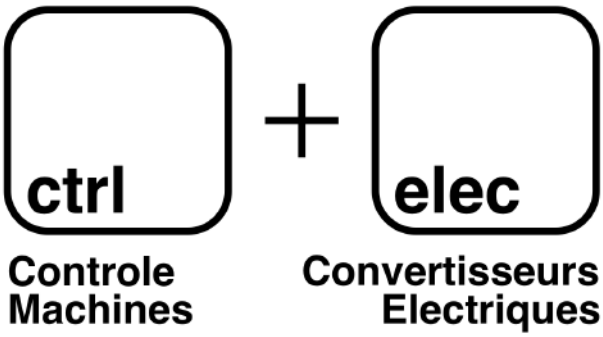


FIGURE 1.2 – ctrl+elec.

Travaux scientifiques : Mes activités de recherche (schématisées sur la figure 1.3) se situent à l'intersection entre une recherche fondamentale et une recherche technologique tournée vers l'application. Ma volonté est de travailler en automatique pour le génie électrique. La mise en œuvre expérimentale est un point fort dans ma démarche scientifique. Une importance particulière est donc portée sur le fait que tous les algorithmes développés doivent avoir un sens physique pour le système réel considéré et sa mise en œuvre doit respecter des contraintes de calculs adaptés à des cibles industrielles temps réel. Bien que les puissances de calcul soient de plus en plus importantes dans les calculateurs elles représentent un coût et une surconsommation. De ce fait l'utilisation au plus juste de la ressource est un objectif.

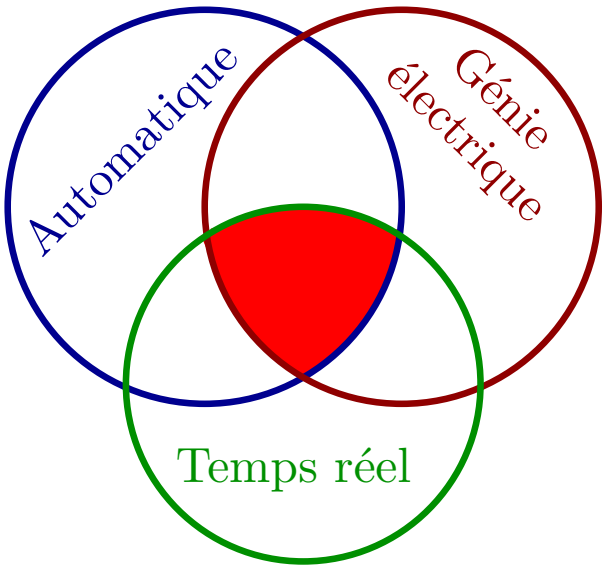


FIGURE 1.3 – Positionnement de mes activités de recherche.

Défis technologiques et verrous scientifiques :

- Commande directe : Les systèmes en électronique de puissance (moteurs ou convertisseurs) sont pilotés à l'aide de transistors imposant une commande tout ou rien. Dans la pratique, les techniques de MLI utilisant un modèle moyen sont généralement utilisées [116, 78]. Par ailleurs, la commande de systèmes à commutation a été largement étudiée [97, 91, 76]. Dans la pratique, cependant, ce type de commande est très peu utilisé. Dans le cadre des travaux de thèse d'Aboubacar Ndoye, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre expérimentale de ce type de loi de commande. Des travaux tant théoriques qu'expérimentaux ont été développés afin de proposer un cadre théorique en accord avec la pratique. Des résultats expérimentaux sur Field-Programmable Gate Array (FPGA) permettent la validation des résultats théoriques ainsi que la comparaison avec les approches MLI classiques.
- Commande de moteur bas coût : Les moteurs électriques sont de plus en plus présents dans les applications industrielles (Automobile, Aéronautique, Industrie, Machine Spéciale. . .). Cependant, pour des raisons évidentes d'économie, les industriels cherchent des solutions pour réduire le coût de ces moteurs en maintenant de bonnes performances. Une solution est de remplacer le surcoût lié à une mécanique de précision par des algorithmes de commande avancée. Dans la littérature, la commande de moteurs synchrones est divisée en deux catégories : la commande de moteur BLDC et la commande de MSAP. Alors que la commande de BLDC est très simple, elle ne permet pas la gestion des courants du moteur et implique de fortes variations de couple. Elle est très répandue dans l'industrie. Il a ainsi été nécessaire d'adapter des commandes vectorielles conçues pour des MSAP à ce type de moteurs.
- Prototypage rapide de loi de commande sur cible industrielle : l'utilisation d'algorithmes de commande avancée, pose le problème de leur mise en œuvre sur calculateurs industriels adaptés. Un des défis scientifiques et technologiques a donc été de montrer la faisabilité de ce type de loi de commande dans leur environnement. Je me suis orienté vers des outils de prototypage rapide développés sur Matlab/Simulink qui permettent la mise en place d'essais tant en simulation et que expérimentaux sur cible industrielle. La solution retenue est la boite à outils Mplab Device Bloc for Simulink de Microchip pour la gestion des périphériques de microcontrôleurs développée par Lubin Kerhuel avec qui je collabore depuis 2015.
- Identification temps réel embarquée sans capteur : les méthodes de prototypage rapide de loi de commande sont souvent critiquées en terme de rapidité de calcul. Afin de prouver leur efficacité, nous avons mis en place des algorithmes d'identification de paramètres de MSAP que j'avais développés pendant ma thèse [27, 26, 10]. L'utilisation d'un ordonnanceur multi-tâche permet de gérer la priorité dans les tâches et de réaliser des calculs importants en tâche de fond. L'utilisation de Matlab/Simulink s'est révélée très intéressante pour la mise en œuvre de ce type d'algorithmes. Les temps de calculs se sont avérés excellents.

1.3 Encadrement doctoral

Le positionnement, liant mes activités de recherche et les doctorants que j'ai co-encadré peut se résumer de la façon suivante : les machines électriques et les convertisseurs de puissance jouent un rôle primordial dans la transition énergétique et le développement durable à travers l'électrification et les énergies renouvelables. Cette transition énergétique passe par la mise en

réseau de différents éléments issus de l'électronique de puissance (par exemple : réseau figure 1.4). La gestion de tels dispositifs requiert :

1. une commande individuelle de chaque élément ;
2. une régulation au niveau du réseau ;
3. un système de supervision capable d'orienter les flux de puissance.

Ce positionnement est synthétisé sur la figure 1.4.

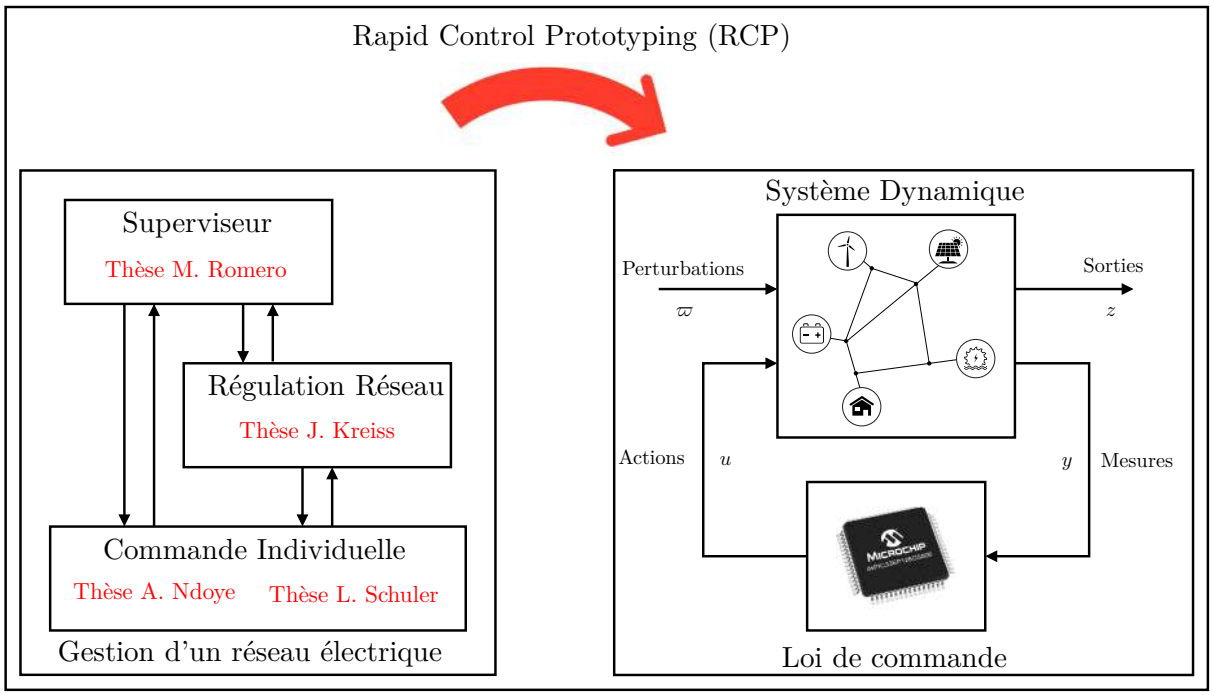


FIGURE 1.4 – Positionnement des travaux de recherche.

Vis-à-vis des encadrements de thèses, mes travaux sur le prototypage rapide de loi de commande ont permis d'accélérer la mise en œuvre expérimentale des algorithmes théoriques développés.

1.3.1 Thèse de doctorat Miguel Romero Rodriguez

Sujet de thèse : Synthèse de contrôle par supervision pour des systèmes HVDC à base de convertisseurs modulaires multiniveaux
Encadrement : Eric Niel (20%), Romain Delpoux (40%) et Laurent Piétrac (40%), Abdelkrim Benchaib (Supergrid Institute)
Financement : SuperGrid Institute
Date : 1er octobre 2015 au 9 novembre 2018.
Situation actuelle du Docteur : Ingénieur au SuperGrid institute.

Jury :

Matin Fabian	Professeur, Univ. de Tech. de Chalmers, Suède	Rapporteur
Eric Zamaï	Maître de conférences HDR, Grenoble INP	Rapporteur
Manuela Sechilariu	Professeur, Univ. de Technologie de Compiègne	Examinatrice
Carmen Cardozo	Ingénieur de recherche, RTE	Examinatrice
Eric Niel	Professeur, INSA de Lyon	Directeur de thèse
Romain Delpoux	Maître de conférences, INSA de Lyon	Co-encadrant de thèse
Laurent Piétrac	Maître de conférences, INSA de Lyon	Co-encadrant de thèse
Abdelkrim Benchaib	R&D manager, SuperGrid Institute	Co-encadrantde thèse
Jing Dai	Professeur assistant, CentraleSupélec	Invité

À l'échelle macroscopique, le projet SuperGrid s'intéresse à l'interconnexion de zones géographiques dont les dimensions importantes permettent (i) de lisser l'intermittence des "fermes" d'ER et (ii) de relier un grand nombre de dispositifs de stockage d'énergie. Cette approche nécessite des infrastructures centralisées et de grandes dimensions.

Ces dernières années, les technologies à courant continu haute tension (en anglais, HVDC) basées sur les convertisseurs modulaires multi-niveaux (MMC) sont adoptées comme solution pour l'intégration efficace des énergies renouvelables dans les réseaux électriques. Cependant, ces technologies présentent de nouveaux défis dans la façon dont les systèmes de transmission de puissance sont contrôlés et exploités. Des stratégies de contrôle plus rapides et plus complexes seront nécessaires dans un domaine qui repose aujourd'hui fortement sur la décision humaine. Dans ce contexte, la modélisation des systèmes à événements discrets (SED) et la Théorie du Contrôle par Supervision (TCS) sont des outils puissants pour la synthèse de superviseurs qui assurent que le système à contrôler respecte un ensemble de spécifications comportementales, imposées par le concepteur, dans ses limites physiques. Ce travail propose une méthode pour le développement complet, de la conception à la mise en œuvre, du contrôle par supervision d'un système Multi-Terminal DC (MTDC) représenté figure 1.5. Une analyse du système considéré a été effectuée afin d'identifier les principaux composants et modes de fonctionnement du réseau. La solution proposée repose sur la modélisation par événements discrets du comportement en temps continu des composants du système. A partir de là, les concepts de la TCS sont appliqués de manière à obtenir une architecture de contrôle hiérarchique prenant en compte la priorité de certaines actions de contrôle à traiter au niveau local. De plus, les contrôleurs discrets obtenus, présentent une structure de commutation de mode, afin de réaliser une gestion pendant le fonctionnement du réseau MTDC. Enfin, une méthode pour la mise en œuvre des contrôleurs obtenus dans un logiciel de simulation de système électrique répandu est proposée. L'ensemble du travail a été validé par la simulation d'une étude de cas impliquant la gestion des modes d'un système MTDC bipolaire à trois terminaux. Ici, la complexité de la structure n'a pas permis d'expérimenter les travaux envisagés.

Ces travaux de recherche ont donnés lieux à un article dans une CICL [20], un article dans une RICL [6] et un brevet [32].

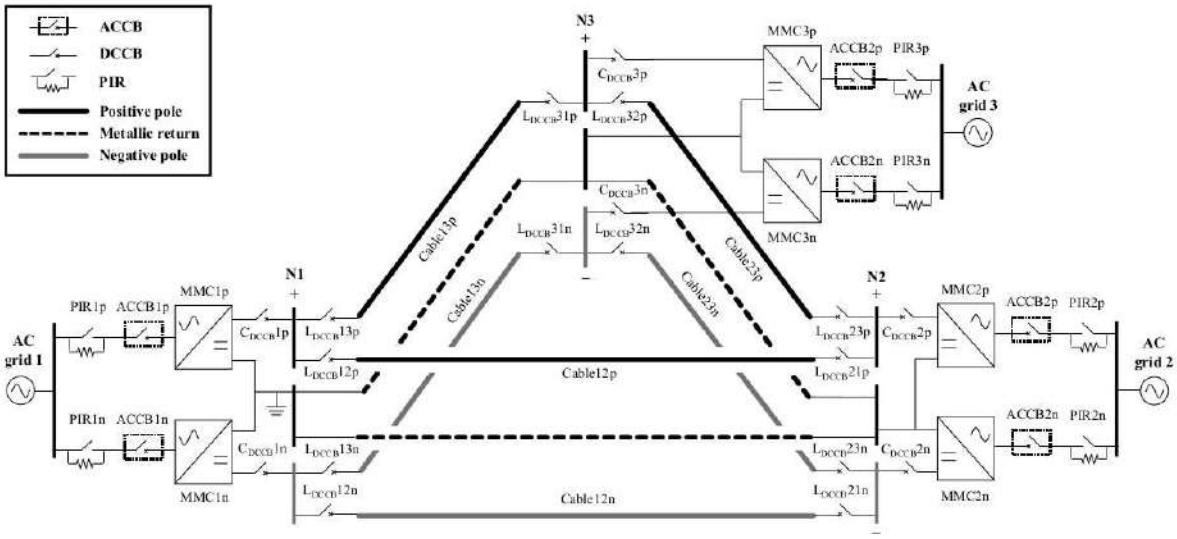


FIGURE 1.5 – Réseau Multi-Terminal à Courant Continu (MTDC).

1.3.2 Thèse de doctorat de Jérémie Kreiss

Sujet de thèse : Allocation de commande pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance
Encadrement : Xuefang Lin-Shi (10%), Romain Delpoux (30%), Jean-Yves Gauthier (30%) et Jean-François Trégouët (30%)
Financement : Allocation ministérielle ED EEA
Date : 1er octobre 2016 au 6 décembre 2019.
Situation actuelle du Docteur : Maître de Conférences CRAN, Université de Lorraine.
Jury :

Michel Malabre	Directeur de Recherche Laboratoire LS2N	Rapporteur
Luca Zaccarian	Directeur de Recherche Laboratoire LAAS	Rapporteur
Suzanne Lesecq	Habilitée à Diriger des Recherche CEA	Examinatrice
Delphine Riu	Professeure des Universités Grenoble INP	Examinatrice
Xuefang Lin-Shi	Professeure des Universités , INSA Lyon	Directeurice de thèse
Romain Delpoux	Maître de conférences, INSA Lyon	Co-encadrant de thèse
Jean-Yves Gauthier	Maître de conférences, INSA Lyon	Co-encadrant de thèse
Jean-François Trégouët	Maître de conférences, INSA Lyon	Co-encadrant de thèse

Prix : Prix de Thèse INSA Lyon 2020 - Enjeu Sociétal Energie

A petite l'échelle, un micro-réseau consiste en la distribution de dispositifs de production d'ER et de stockage pour les associer à une demande énergétique locale, de façon à constituer des modules suffisamment autonomes pour supporter une déconnexion temporaire au réseau principal. En rapprochant la production de la consommation, cette approche décentralisée permet (i) une baisse des pertes liées au transport, (ii) une planification plus fine de la consommation et (iii) de palier aux déficiences du réseau principal [86, 81].

Dans le cadre des travaux de thèse de Jérémie Kreiss, nous nous sommes intéressés à la mise en parallèle de convertisseurs DC/DC (abaisseurs de tension) pour alimenter une seule charge

représentée figure 1.6. Ce type d'application s'apparente à une version simplifiée d'un Micro-grids DC. Ici, l'objectif de commande est double. L'objectif principal est d'assurer un niveau de tension requis par l'application, V_{dc}. Cependant cette tension est issue de la somme des courants dans les différents convertisseurs mis en parallèle, constituant un degré de liberté. Ce degré de liberté a été exploité par exemple pour minimiser les pertes du système. Ce type de répartition de courant est représentée figure 1.7. Le problème a été formalisé en utilisant l'allocation de commande généralement utilisée en Aéronautique. Ce travail a permis de déterminer le choix des convertisseurs. En effet, ces lois de commande permettent de tirer profit de l'hétérogénéité des convertisseurs. Nous avons ici, volontairement choisi, des branches très différentes. Les branches qui sont très rapides ont un rendement médiocre et le correcteur choisit naturellement de les utiliser en régime transitoire uniquement, lorsque les branches lentes qui ont un rendement bien meilleur, ne peuvent pas modifier le courant de sortie suffisamment rapidement. Une loi de commande (par allocation) adaptée nous a permis d'obtenir des performances très élevées sur ce système. Ces travaux ont donné lieu à 4 Revues Internationales avec Comité de Lecture (RICL) [5, 7, 15, 2] ainsi que ainsi que 4 CICL [22, 21, 17, 15].

Ces travaux sur la redondance d'entrées, ont également montré leurs utilités sur les MSAP pour lesquelles le courant direct est un degré de liberté. Nous avons proposé une manière originale de l'utiliser. Dans la littérature, il était soit régulé à 0 pour minimiser les pertes, soit utilisé pour le défluxage afin d'atteindre des vitesses de rotation plus élevées. Nous avons montré qu'il pouvait faire l'objet d'une précharge pour pouvoir améliorer le rejet de perturbations de couple [18].

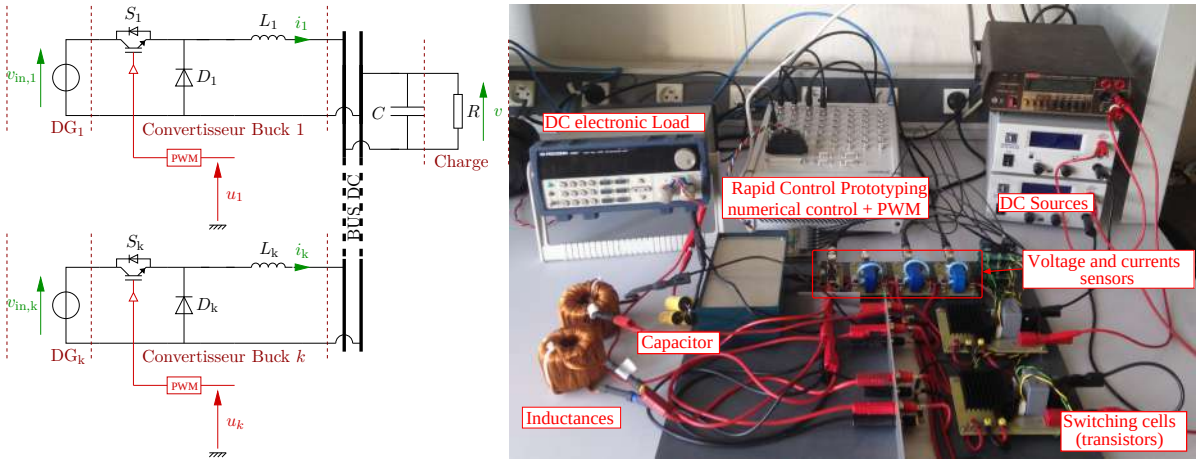


FIGURE 1.6 – Convertisseurs parallèles.

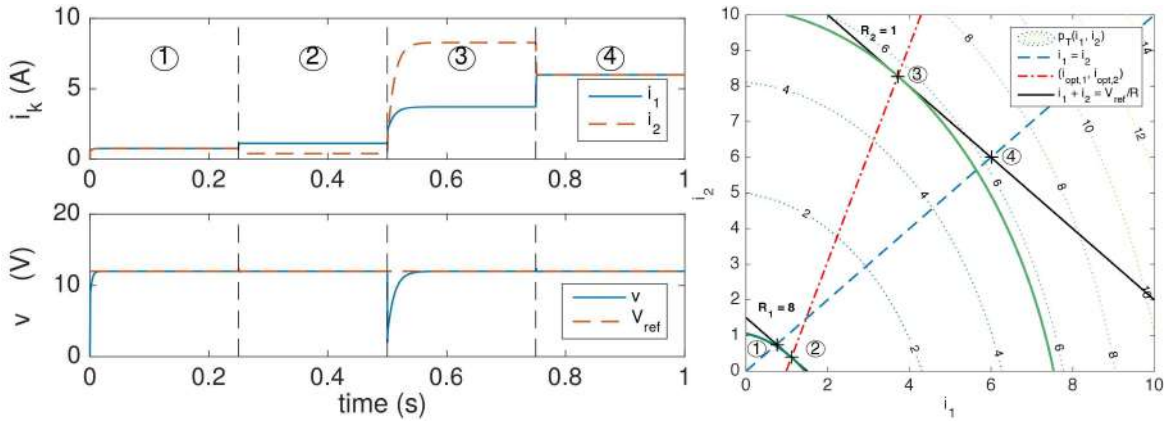


FIGURE 1.7 – Répartition de courants permettant la minimisation des pertes.

1.3.3 Thèse de doctorat de Aboubacar Ndoye

Sujet de thèse : Contribution à la commande robuste de systèmes à relais et sa mise en œuvre expérimentale : Application aux convertisseurs de puissance DC-DC.
Encadrement : Xuefang Lin-Shi (10%), Romain Delpoux (45%) et Jean-François Trégouët (45%)
Financement : Allocation ministérielle ED EEA
Date : 1er décembre 2018, soutenance prévue en décembre 2021.

Les convertisseurs de puissance sont les briques élémentaires d'un réseau électrique. Ces travaux font suite à mes travaux de thèse sur la commande par modes glissants de MSAP. Nous avions utilisé sur cette machine des commandes par modes glissants d'ordre supérieur afin de produire un commande continue alors que cette commande est ensuite hachée par l'intermédiaire d'une MLI et d'un onduleur piloté par des transistors.

L'étude des systèmes commutés a beaucoup attiré l'attention de la communauté scientifique au cours des dernières années [97, 91, 76]. Ils appartiennent à la classe des systèmes hybrides pour lesquels le sous-système actif est sélectionné selon une règle de commutation [64]. Ici, nous nous concentrons sur une classe spécifique de systèmes commutés appelés systèmes affines commutés. La motivation pour étudier de tels systèmes vient de leur potentiel élevé pour des applications pratiques particulièrement en électronique de puissance et en électromécanique [88].

Diverses approches ont été proposées pour la conception de lois de commutation stabilisatrices dans la littérature, sous l'hypothèse que le point d'équilibre est parfaitement connu [71, 57, 50]. Dans la littérature encore, le peu d'applications expérimentales trouvées sont généralement adaptées à la commande en réduisant les dynamiques [48, 54].

Par ailleurs, la présence d'incertitudes dans les modèles, empêchent ces résultats cités précédemment d'être mis en œuvre dans la plupart des cas pratiques. Encore une fois, peu d'articles concernent les points d'équilibre incertains [49, 41, 45]. Dans [49, 41], les auteurs se concentrent sur du contrôle adaptatif afin de prendre en compte des paramètres inconnus. Cependant, cette stratégie est sensible aux incertitudes non modélisées qui empêchent l'application pratique. La méthodologie proposée dans l'article [45] concernant les incertitudes de modélisation est basée

sur l'ajout d'une action intégrale. Une erreur statique nulle en régime permanent est assurée, en supposant que l'écart entre la système réel et la modélisation est limité. Cependant, cette limite n'est pas explicitement définie. Enfin, toutes ces solutions présentent une caractéristique commune : les preuves de stabilité sont basées soit sur le fait que la matrice d'états en boucle ouverte de chaque sous-système est Hurwitz, soit sur l'existence d'une combinaison convexe Hurwitz.

Afin de contourner les problèmes cités précédemment, une des techniques largement utilisée dans le domaine du génie électrique est la MLI [92]. En maintenant une fréquence de hachage constante, elle facilite la conception (synthèse de filtres simplifiée) comme la mise en œuvre de lois de commande (en faisant abstraction du caractère hybride des convertisseurs de puissance), donnant lieu ainsi à une solution pratique au problème de synthèse de loi de commande pour les systèmes à commutations. Dans ce cas, les contraintes de temps de calcul sont respectées, toutefois, il est notable que la dynamique de la loi de commande est ralenti impliquant un rejet de perturbations de qualité dégradée par rapport aux solutions à commande directe.

Ici, afin de faire face aux équilibres incertains, nous introduisons un contrôleur dynamique dans la procédure de conception. Il est basé sur l'existence d'un contrôleur à retour d'état continu. Cela permet de prouver une stabilité exponentielle locale, garantissant ainsi une erreur en régime permanent nulle sur la sortie contrôlée. Les méthodes constructives proposées, permettent de résoudre le problème d'existence d'une combinaison convexe Hurwitz en se limitant à la stabilisation locale. De plus, par rapport à [45], un sous-ensemble inclus dans le bassin d'attraction robuste est explicitement construit.

Cette loi de commande a été appliquée sur les convertisseurs parallèles représentés sur la figure 1.6 utilisés dans la thèse de Jérémie Kreiss, application pour laquelle aucun article de la littérature, à notre connaissance, n'est en mesure de considérer le cas où la matrice d'états en boucle ouverte n'est pas Hurwitz.

Ici, les gains de commande appliqués expérimentalement sont calculés automatiquement en résolvant un problème d'optimisation. Afin d'éviter des inégalités matricielles mal conditionnées, un nouveau changement de variables est présenté. Dans un premier temps, les résultats ont été illustrés expérimentalement sur le banc représenté figure 1.6 pour lequel, il est possible de programmer le FPGA de la dSpace MicroLabBox directement en prototypage rapide depuis Matlab/Simulink et en utilisant la solution Xilinx. En utilisant une horloge de FPGA de période égale à $1.10^{-8}s$, les commutations sont limitées par le temps de conversion de l'ADC qui prend $1.10^{-6}s$. Une comparaison entre l'évolution du système en boucle ouverte (figure 1.8) et la loi de commande proposée (figure 1.9) montrent l'efficacité de la loi de commande. En boucle ouverte, on observe l'influence des pertes sur la tension DC alors que la régulation est très bonne en boucle fermée.

Ce type de loi de commande a ensuite été mise en œuvre sur un microcontrôleur. Une comparaison entre la commande directe et une solution classique de MLI est en cours.

Ces travaux de thèse ont fait l'objet d'une communication à la conférence CDC en 2019 à Nice [16]. Un article est en seconde lecture dans une RICL.

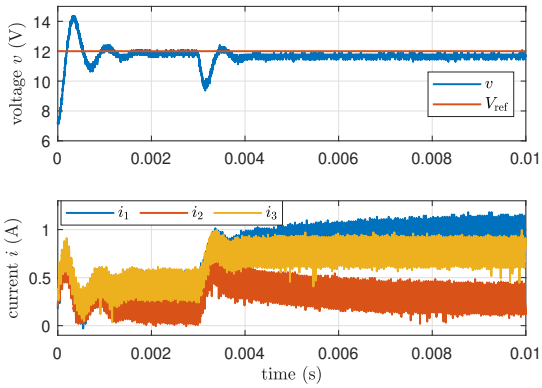


FIGURE 1.8 – Évolution temporelle de la tension et des courants en boucle ouverte en utilisant une PWM.

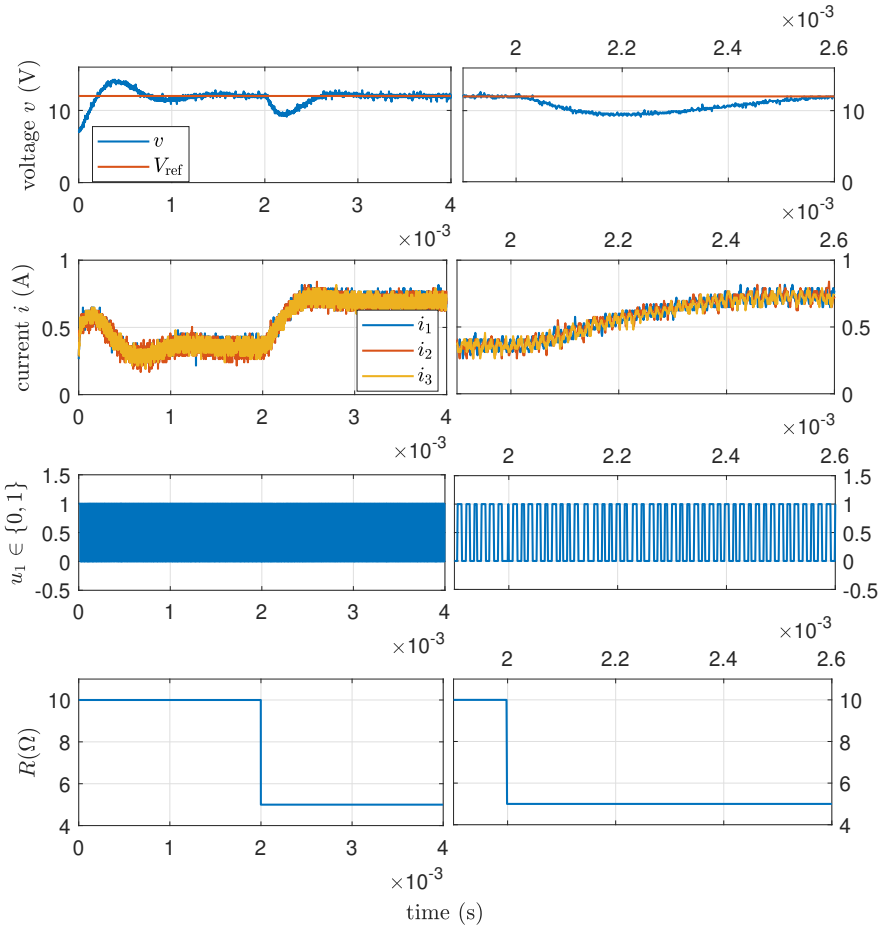


FIGURE 1.9 – Évolution temporelle de la tension, des courants et de la charge.

1.3.4 Thèse de doctorat de Laurent Schuller

Sujet de thèse : Commande d'une nouvelle génération de moteurs pour véhicule électrique
Encadrement : Xavier Brun (34%), Romain Delpoux (33%) et Jean-Yves Gauthier (33%)
Financement : Allocation ministérielle ED EEA - Enjeu Transport INSA Lyon
Date : 1er octobre 2019.

L'électrification est un moyen de réduire la pollution et le réchauffement climatique en utilisant des machines électriques comme moteurs ou générateurs d'électricité. Alors que ces machines permettent notamment de proposer des véhicules n'émettant pas de gaz d'échappement et donc de réduire les émissions de CO_2, les aimants aux terres rares présents dans les MSAP [62] posent de gros problèmes économiques, écologiques, géopolitiques. Nous détaillerons cet aspect de la question dans la section 2.1. La même problématique se pose pour les génératrices d'éoliennes. Les Machine Synchrone à Réluctance Variable (MSRV) présentent l'énorme avantage de ne pas utiliser d'aimant permanent. Par ailleurs, du fait des avancées techniques en informatique, en électronique et en électronique de puissance, ces machines concurrencent sérieusement les machines asynchrones en terme de rendement. De nouvelles conceptions sont aussi continuellement développées pour les améliorer [37]. Par conséquent, après avoir défié les machines asynchrones traditionnelles, ces machines ont maintenant tendance à concurrencer les MSAP [80] dans différentes applications industrielles [40, 51], grâce à une efficacité accrue et à un poids réduit [42].

Fort de notre expérience sur les MSAP, l'objectif de cette thèse est de proposer des commandes avancées de moteurs complètement dépourvu d'aimants permanents. Les premières expériences au laboratoire sur le banc réalisé dans le cadre de cette thèse, représenté figure 1.10 ont montré que le fer présent au rotor nécessaire à la production du couple réluctant produit tout de même une faible FEM liée à l'aimantation rémanente. Alors que beaucoup de travaux

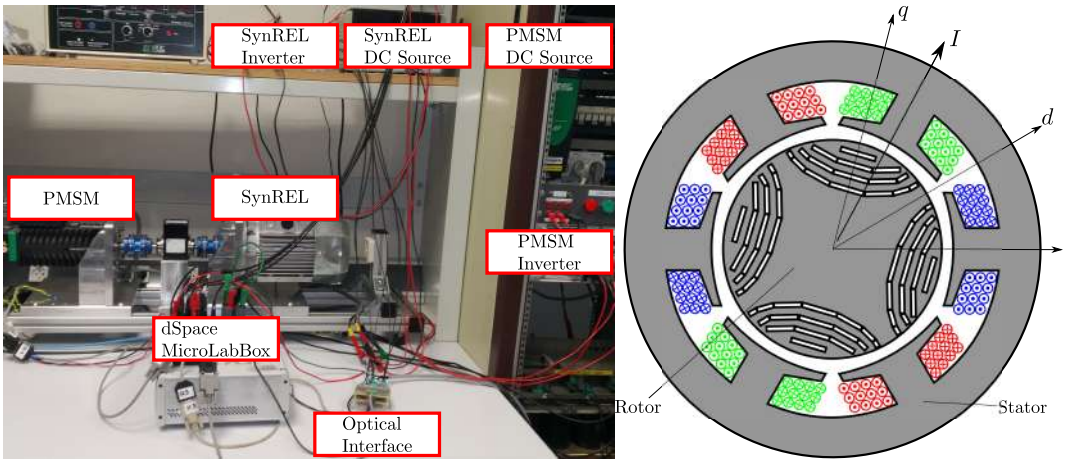


FIGURE 1.10 – Banc MSRV.

sont dédiés aux saturations magnétiques de ce type de machines [90, 93] et aux pertes fer [72, 109, 35], l'étude des flux magnétiques résiduels est pauvre dans la littérature. Il a été démontré que l'amplitude de cette tension est un critère critique pour assurer un démarrage auto-excité des génératrices à réluctance variable [46, 52]. Cependant, à notre connaissance, aucun article ne

présente un modèle de flux magnétique résiduel. Une comparaison des FEM modélisées et mesurées expérimentalement, représentée figure 1.11, montre une modélisation correcte du modèle.

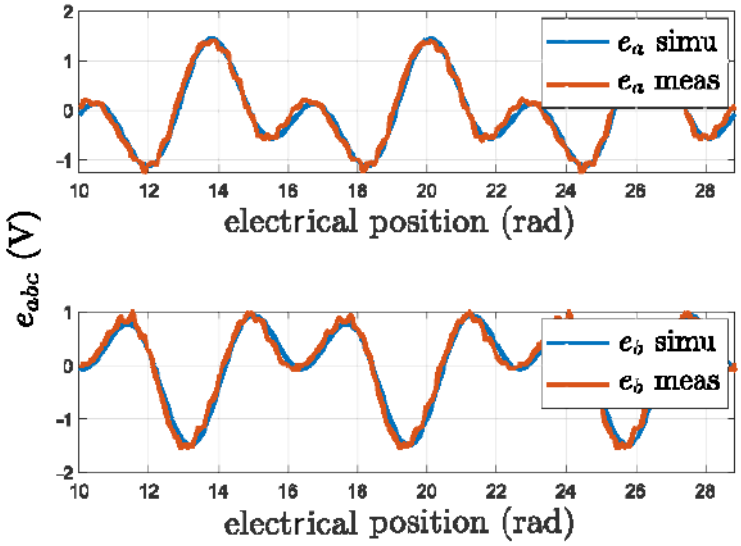


FIGURE 1.11 – Comparaison entre les champs électromagnétiques simulés et mesurés.

Ce modèle décrit dans un article en seconde lecture dans une RICL est proposé pour assurer la commande du démarrage en mode génératrice de la machine réluctance variable sans source extérieure. Des travaux d'estimation en temps réels ont été réalisés et leurs résultats présentés dans une conférence [13]. Les premiers résultats de démarrage en mode génératrice, sans source de tension extérieure offrent des perspectives intéressantes.

1.4 Collaboration recherche et développement

La solution de prototypage rapide proposée dans ce manuscrit est issue d'une collaboration depuis 2015 avec Lubin Kerhuel, docteur, ingénieur chez Microchip. À mon arrivée au laboratoire Ampère, j'ai cherché des solutions permettant de développer les lois de commande sur microcontrôleur. Je me suis d'abord orienté vers la programmation classique de microcontrôleur en C. Je me suis rapidement heurté à deux principales difficultées :

- la compréhension des registres de périphériques complexes nécessaire pour la commande moteur, à l'image par exemple, du périphérique de MLI qui doit permettre de synchroniser les mesures issues du périphérique Analog Digital Converter (ADC), à travers des documentations de plusieurs milliers de pages (voir par exemple la documentation constructeur de 1934 pages de la puce ATSAME54P20A utilisée dans les chapitres 3 et 4).
- l'absence d'environnement de simulation des lois de commande en C permettant de valider en amont les lois de commande synthétisées.

Familier des systèmes de prototypage rapide type dSpace utilisant Matlab/Simulink, je me suis orienté vers les solutions de prototypage rapide ciblant un microcontrôleur directement. Les différents tests réalisés sur Arduino, Microchip ou Texas Instrument m'ont permis de préférer la solution Microchip, pour laquelle les périphériques sont simples à configurer à l'aide d'interfaces

graphiques. Les différents échanges que nous avons eux avec Lubin à travers son forum dans un premier temps ont finalement débouchés sur une réelle collaboration.

La collaboration avec Lubin n'apparaît pas dans le cadre des projets industriels détaillés dans la section 3.6 car elle n'a pas fait l'objet de financement à ce jour. Effectivement, cette collaboration a une portée de recherche et développement et fonctionne à double sens à l'image d'une collaboration classique avec un autre laboratoire de recherche. Lubin apporte dans cette collaboration une bonne connaissance des systèmes temps réel et de l'optimisation de codes Matlab/Simulink embarqués. Cela a permis notamment la mise en œuvre temps réel d'algorithmes d'identification développés dans le cadre de ma thèse (voir chapitre 4). D'un autre côté, le développement d'algorithmes avancés de commande moteur que je propose pour cette solution permet de montrer l'efficacité de l'outil proposé par Lubin. En effet, ce type de solution est souvent critiqué car souvent considéré comme peu optimal en matière de charge Central Processing Unit (CPU). Cette collaboration a débouché sur la mise en place de démonstrateurs avec publications [14, 12]. Nous proposons également une formation dans l'option CCSA 5ème année du département Génie Électrique a l'INSA Lyon (voir section 4.3). Enfin, différents colloques ont été proposés sur ce sujet (voir section 3.7).

1.5 Transfert industriel

Dans tous ces travaux de recherche, nous mettons l'accent sur l'implémentation expérimentale, notamment sur cibles industrielles (microcontrôleurs). Ceci nous permet de montrer que les algorithmes de commandes avancées (identification, commande et observation) peuvent avoir un réel intérêt industriel. En effet, la puissance de calcul étant toujours plus importante dans les microcontrôleurs, nos algorithmes sont mis en œuvre en temps réel.

De 2014 à 2019 nous avons travaillé en collaboration avec Chassis Brakes International (CBI) - Hitachi Automotive Systems Group, sur le développement d'un système de freinage pour véhicules sans aucun fluide hydraulique. De l'information pédale de frein au serrage des patins, tout le circuit hydraulique classique est remplacé par un système mécatronique connecté à un calculateur interfacé avec les organes de puissance, les capteurs et le réseau Controller Area Network (CAN).

Cette avancée majeure dans le domaine du freinage a pour triple objectif d'assurer un freinage plus propre, plus sûr et plus intelligent. Cette solution sans fluide polluant réduit considérablement la complexité du système de freinage, simplifie la maintenance des équipements, réduit le coût des composants ainsi que le poids du système mécatronique proposé par rapport à une solution hydraulique et mécanique classique.

Les défis technologiques et scientifiques relevés dans le cadre de cette collaboration (figure 1.12) ont permis, d'une part, d'orienter la conception et le dimensionnement d'un actionneur électromécanique instrumenté, et d'autre part, de le piloter pour atteindre des performances dynamiques et énergétiques imposées par un cahier des charges ambitieux.

Sur le plan scientifique, une difficulté majeure était de pouvoir assurer une force de freinage conforme à la volonté du conducteur et ce, sans avoir accès à l'information de serrage entre les plaquettes et le disque. Pour ce faire, nous avons mis au point une architecture de commande embarquée dans un calculateur. Cet algorithme utilise uniquement la mesure des courants de phase et de l'angle de rotation du moteur pour assurer un couple *via* un réducteur conçu et développé par CBI, exerçant l'effort de freinage désiré. Cette technologie simplifie grandement les solutions commerciales existantes.

Des essais expérimentaux ont été réalisés sur un véhicule de tourisme en novembre 2019

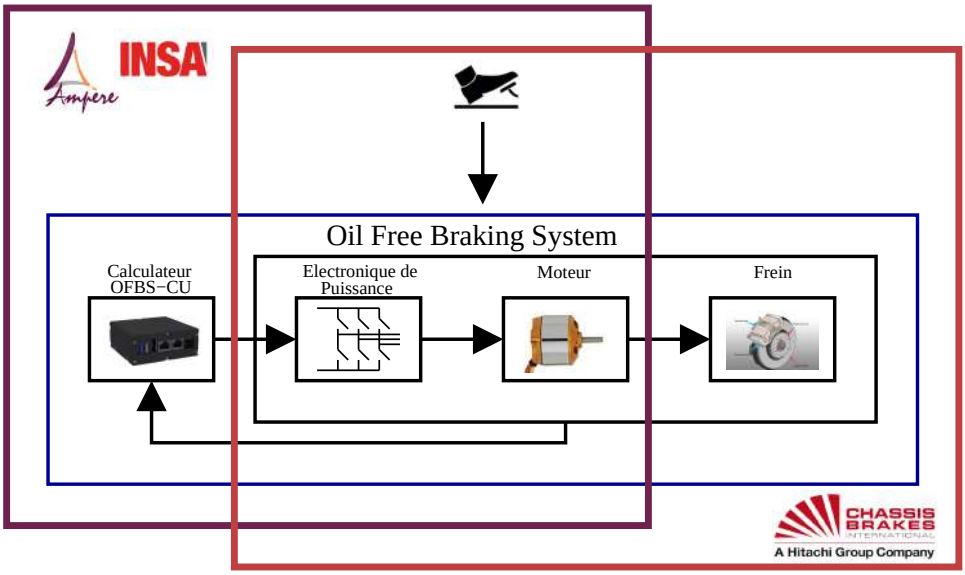


FIGURE 1.12 – Collaboration Ampère-CBI.

représenté figure 1.13. Ils ont montré que les stratégies de commande développées répondent aux critères de performances dynamiques et statiques définis.

FIGURE 1.13 – Essais véhicule CBI : commande de machine low cost embarquée.

Conclusions

Les projets de recherche présentés dans cette section ont permis de développer et d'approfondir mes compétences autour des réseaux électriques tant du point de vue du génie électrique que de l'automatique. Ces travaux ont pu se faire grâce aux compétences des mes collègues au sein de l'équipe APEP. Jean-François Trégouët a permis le développement de cadres formels et de preuve de stabilité au sens de l'automatique. Jean-Yves Gauthier et Xuefang Lin-Shi ont

apporté leurs connaissances du génie électrique (convertisseurs et machines) en vue de la commande. Xavier Brun, a apporté ses compétences sur la modélisation et l'expérimentation de systèmes multiphysiques.

Dans cette environnement riche en échanges et collaborations, j'ai pu acquérir des compétences en génie électrique que je n'avais pas en arrivant au laboratoire. Du réseau électrique à la commutation des convertisseurs, j'ai renforcé mes compétences pluridisciplinaires section 61 - 63. Enfin, l'utilisation de machines non conventionnelles comme dans la thèse de Laurent Schuller ou dans le projet industriel avec CBI ont demandé une bonne compréhension et la nécessité d'approfondir les modèles de MSs classiquement utilisés. Cette modélisation, que j'ai choisi de présenter en détail dans ce manuscrit, fait l'objet du chapitre 2. Elle sera nécessaire à la lecture des chapitres qui suivent.

Chapitre 2

Généralités sur les MSs

Sommaire

2.1 Généralités sur les Machines Synchrones (MSs) 36
2.1.1 MSAP 37
2.1.2 BLDC 38
2.1.3 MSRV 39
2.2 Modélisation de la dynamique des MSs 39
2.2.1 Équation de flux 39
2.2.2 Équations électriques 41
2.2.3 Équations mécaniques 41
2.2.4 Représentation schématique de la MS 42
2.3 Transformations 42
2.3.1 Transformations de Clarke et Concordia 42
2.3.2 Résultats dans le repère $\alpha\beta$ 44
2.3.3 Transformation de Park 46
2.3.4 Résultats dans le repère dq 47
2.3.5 Représentation schématique de la MS dans le repère dq 48
2.4 Modélisation d'un onduleur 48
2.5 Moteurs utilisées 50

Introduction

La modélisation des Machines Synchrones (MSs) a été largement étudiée et a donné lieu à de nombreuses publications. Parmi ces ouvrages, on pourra citer par exemple [92, 87]. Ce chapitre a pour but d'unifier la modélisation des différentes machines étudiées. Cette modélisation servira de référence pour les chapitres qui suivent. Elle permet de préciser le cadre de l'étude développée dans ce manuscrit. Un certain nombre d'hypothèses sont formulées pour justifier les équations obtenues. Bien que cette modélisation puisse paraître classique, elle rassemble toutes les hypothèses antérieures dans un même document, ce qui m'a semblé intéressant. Enfin la motivation sous-jacente à cette unification est la volonté de proposer, à terme, des lois de commandes génériques à toutes ces machines.

2.1 Généralités sur les Machines Synchrones (MSs)

Les Machines Synchrones (MSs) sont des moteurs de la famille des machines à courant alternatif (AC) comme les moteurs asynchrones, pour lesquelles cependant, le champ statorique et la vitesse électrique du rotor (vitesse mécanique multiplié par le nombre de paires de pôles) sont synchrones (i.e. $\omega_r = \omega_s$). Les machines à courant continu (DC) ne sont pas traitées ici. Les machines traitées sont les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAPs), les machines Brushless Direct Current (BLDC) ainsi que les Machines Synchrones à Réluctance Variable (MSRVs). Il semble donc nécessaire d'unifier la modélisation. La description des machines dans cette section est tirée de [92] et de la note technique [67].

Une classification des machines peut être schématisée par la figure 2.1.

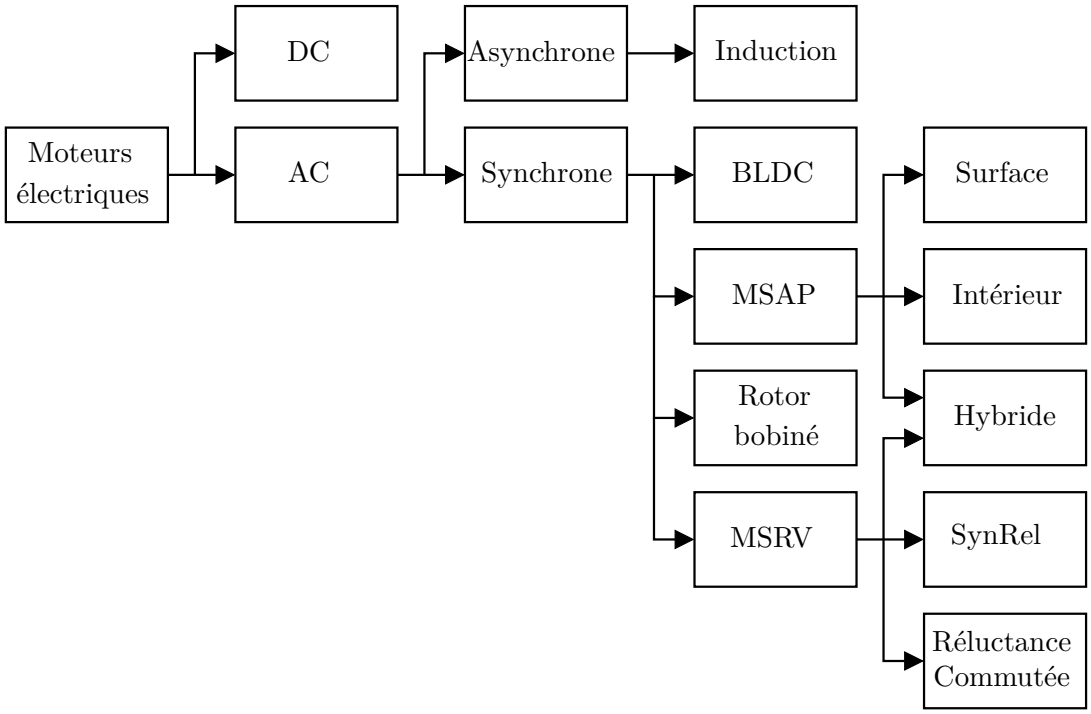
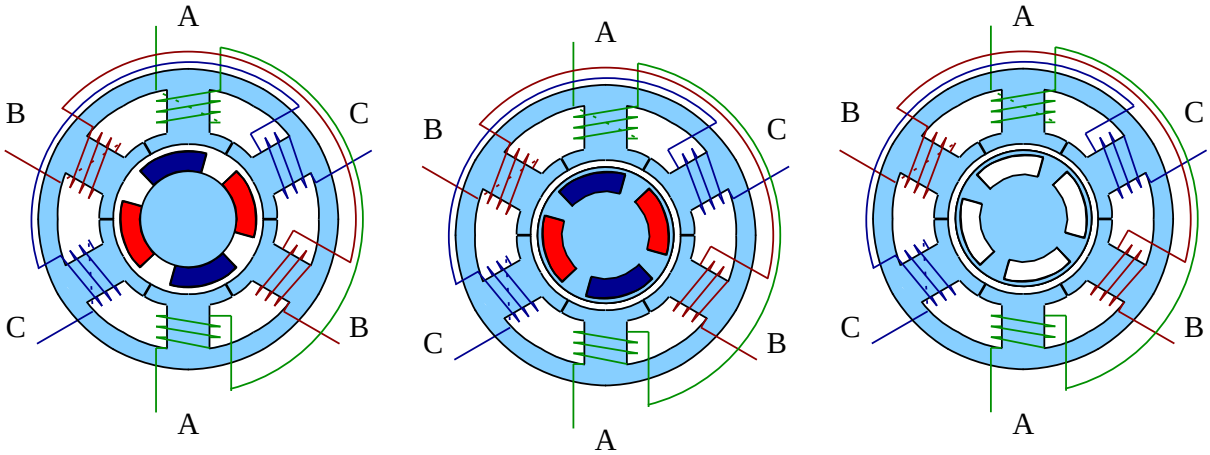


FIGURE 2.1 – Classification des moteurs.

De façon très schématique, les machines étudiées dans ce chapitre peuvent être illustrées par la figure 2.2. Les machines représentées :

- figure 2.2a englobent les MSAPs à aimants en surface ainsi que les machines BLDC. La principale différence entre ces deux machines (qui n'est pas visible sur la figure) est la répartition des enroulements et des aimants. On observe que le champ magnétique traversera au rotor toujours la même quantité de matériaux magnétiques. Donc l'inductance causée par le fer dans le rotor ne variera pas en fonction de sa position.
- figure 2.2b englobent les MSAPs à aimants enterrés ainsi que les machines hybrides à réluctance variable. Ici, l'épaisseur de fer que traverse le champ magnétique dépend de la position du rotor d'où l'apparition d'un couple réluctant. Dans le cas des machines hybrides à réluctance, le couple réluctant est assisté par les aimants.
- figure 2.2c englobent les machines synchrones à réluctance type "Synchronous Reluctance" (SynRel) ainsi que les machines à réluctance commutée ("switched reluctance"). Ici,

les aimants sont totalement absents et un couple réluctant seulement sera produit.



(a) machines à aimants en surface,

(b) machines à aimants enterrés,

(c) machine à réluctance variable,

FIGURE 2.2 – Représentation schématique des moteurs.

2.1.1 MSAP

La MSAP est une machine AC polyphasée (généralement triphasée) dans laquelle les enroulements au stator ont une distribution sinusoïdale. Cela permet de générer une densité de flux sinusoïdale dans l'entrefer. Le rotor de la MSAP est composé d'aimants permanents. Par rapport à la MSRV, les avantages de cette machine sont l'élimination des pertes cuivre au rotor, une densité de puissance plus importante, la réduction de l'inertie du rotor et une construction plus robuste du rotor. Les inconvénients viennent du fait qu'il n'est pas possible de faire varier la force électromagnétique produite par les aimants. De plus, ces aimants peuvent potentiellement se démagnétiser. Cette machine a une meilleur rapport poids/puissance que la machine à induction, mais coûte généralement plus cher. Les MSAP sont largement utilisées dans l'industrie (traction électrique, génération d'énergie (éolienne), robotique.

Matériaux d'aimants permanents

Les matériaux magnétiques généralement utilisés pour ces machines peuvent être :

- Aimant Ferrite (baryum et strontium) : la ferrite a l'avantage d'être peu coûteuse et elle a un approvisionnement abondant en matière première. Les aimants ferrites sont facile à produire. Cependant, la rémanence [1] de la ferrite étant faible, le volume et le poids de ces machines a tendance à être élevé.
- Aimant au néodyme (Nd-Fe-B) : alliage de néodyme, fer et bore. Cet aimant a une densité d'énergie et une rémanence les plus élevées ainsi qu'une très bonne coercivité [2]. Les désavantages sont la basse température de service et la susceptibilité à s'oxyder sans

1. Rémanence : la rémanence mesure l'induction ou la densité de flux qui persiste dans un aimant après avoir été magnétisé.

2. Coercivité : L'intensité du champ coercitif est l'intensité du champ magnétique nécessaire pour démagnétiser complètement un matériau ferromagnétique, de sorte que le flux total ou la densité de flux local résultant soit nul.

protection par un enrobage. Ce matériau est très cher par rapport à la ferrite, mais grâce à sa plus grande densité d'énergie, le poids de la machine est réduit. Le néodyme est une terre rare.

Les machines électriques (moteurs et génératrices) jouent un rôle primordial dans la transition énergétique et le développement durable à travers l'électrification et les énergies renouvelables. Cependant, l'utilisation d'aimants Nd-Fe-B est très répandue dans l'industrie. Alors que les propriétés physiques de ces aimants sont excellentes (miniaturisation d'aimants très performants), l'extraction minière des éléments les constituant est extrêmement polluante. De plus, la Chine possède un quasi monopole de l'extraction des terres rares nécessaire pour constituer ces aimants et peut (comme cela a déjà été le cas) faire varier les prix [47] .

Machine à aimants en surface

Les aimants permanents sont collés sur la surface du rotor. Dans ce cas, si la machine est entraînée par une force motrice, les trois enroulement au stator produisent des tensions sinusoïdales équilibrées. Étant donnée que la perméabilité magnétique relative des aimants permanents est très proche de celle de l'air, et que les aimants sont montés en surface, l'entrefer effectif est grand et la machine a des pôles non saillants ($L_d = L_q$).

Machine à aimants enterrés

Contrairement à la machine en surface, les aimants sont montés à l'intérieur du rotor. Cette différence de géométrie permet d'avoir une machine plus robuste, qui accepte des vitesses plus élevées. L'entrefer dans l'axe d est plus large que celui présent dans l'axe q. Ceci produit une variation d'inductance dans le moteur qui se traduit par $L_d < L_q$. Cette machine est dite à pôles saillants.

2.1.2 BLDC

Les BLDC ont des aimants montés en surface, comme les MSAP à aimants en surface. Les enroulements ont une répartition concentrée sur toute la hauteur, contrairement aux MSAP qui ont une répartition sinusoïdale. En théorie, lorsque la machine est entraînée par une force motrice, les enroulements produisent des formes de FEMs trapézoïdales. Dans la pratique, en raison de l'espace entre les aimants notamment, les tensions produites sont rarement parfaitement trapézoïdales (voir discussions Annexe A). Cette machine simple et peu chère a une densité de puissance un peu plus élevée que le MSAP.

Le terme BLDC pour nommer ces machines, vient du fait qu'elles sont généralement associées à un onduleur et un capteur de position absolu (sondes à effet hall) pour appliquer une forme de courant en six étapes afin de produire du couple. Ce type de commande est généralement appelé commande six-step. Elle offre des performances proches de celles d'un moteur à courant continu. On retrouve ces moteurs sous le nom de moteurs électroniques, car sans onduleur, ils ne peuvent pas être commandés. En commande six-step, l'onduleur réagit comme un commutateur électronique (à l'image des balais dans les machines à courant continu).

Le nom du moteur est en réalité plus associé au type de commande qu'à la physique du moteur. Effectivement, la commande six-step fonctionne également pour les moteurs à FEM sinusoïdales.

2.1.3 MSRV

Les machines à réluctance variable sont principalement divisées en deux catégories : les machines synchrones à réluctance variable (SynRel) et les machines à réluctance commutée (Switched Reluctance Machines). La structure idéale d'une MSRV est la même que celle d'une MSAP à laquelle les aimants seraient retirés (machine SynRel). Le stator a des enroulements triphasés symétriques qui produisent un champ magnétique sinusoïdal. Le couple réluctant est développé parce que le champ magnétique induit dans le rotor a tendance à amener celui-ci à s'aligner avec le champ du stator à une position de réluctance minimale. Le rotor des machines modernes est conçu avec des tôles de fer dans le sens axial, séparées par un matériau non magnétique pour augmenter la réluctance dans l'axe q. L'évolution des méthodes de simulations par éléments finis permet de réaliser des machines de plus en plus performantes. A cela, s'ajoutent les avancées technologiques en terme d'électronique de puissance et de contrôleurs, qui offrent la possibilité de proposer des solutions de commandes avancées. Enfin, on notera l'absence d'aimants permanents aux terres rares. Tous ces points font que l'intérêt des MSRV est grandissant. La différence entre la SynRel et la machine à réluctance commutée peut s'apparenter à la différence entre une MSAP et un BLDC.

On peut noter qu'il existe également des machines hybrides ou assistées par aimants qui permettent de bénéficier de la présence d'aimants et d'un couple réluctant.

2.2 Modélisation de la dynamique des MSs

La modélisation du moteur dans cette section est fortement inspirée des livres [87] et [56]. Le moteur considéré pour cette modélisation est un moteur triphasé connecté en étoile. On suppose que le moteur est équilibré électriquement. Les saturations magnétiques ne sont pas prise en compte (les inductances sont indépendante du courant). Enfin, les FEM sont sinusoïdales.

2.2.1 Équation de flux

Les équations de flux de la machine triphasée peuvent s'exprimer ainsi :

$$\frac{d\Phi_{s,abc}(\theta)}{dt} = v_{abc} - Ri_{abc}, \tag{2.1}$$

avec :

- $\Phi_{s,abc}(\theta) = \begin{bmatrix}\Phi_{s,a}(\theta) & \Phi_{s,b}(\theta) & \Phi_{s,c}(\theta)\end{bmatrix}^\intercal$ le vecteur de flux statorique,
- $v_{abc} = \begin{bmatrix}v_a & v_b & v_c\end{bmatrix}^\intercal$ et $i_{abc} = \begin{bmatrix}i_a & i_b & i_c\end{bmatrix}^\intercal$ étant respectivement, le vecteur de tensions et de courants de phases statorique,
- R la résistance statorique.

Le flux $\Phi_{s,abc}(\theta)$ est donné par :

$$\Phi_{s,abc}(\theta) = L_{abc}(\theta)i_{abc} + \Phi_{r,abc}(\theta), \tag{2.2}$$

avec

- θ la position angulaire mécanique du rotor,
- $L_{abc}(\theta)$ la matrice d'inductance,

- $\Phi_{r,abc}(\theta)$ le vecteur de flux rotorique, une fonction périodique qui dépend de la position θ,

$$\Phi_{r,abc}(\theta) = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \tag{2.3}$$

- ϕ_f est la constante de flux généré par les aimants permanents,
- p le nombre de paires de pôles.

La matrice d'inductance $L_{abc}(\theta)$ peut se décomposer de la façon suivante :

$$L_{abc}(\theta) = L_{0,abc} + L_{2,abc}(\theta), \tag{2.4}$$

où $L_{0,abc}$ est l'inductance statorique propre, alors que $L_{2,abc}(\theta)$ est la variation crête à crête de l'inductance avec :

$$L_{0,abc} = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} = L_0\mathbf{I}_3 + M_0(\mathbf{1}_{3\times3} - \mathbf{I}_3),$$

et :

$$L_{2,abc}(\theta) = \begin{bmatrix} L_2\cos(2p\theta) & M_2\cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_2\cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_2\cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_2\cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_2\cos(2p\theta) \\ M_2\cos\left(2p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_2\cos(2p\theta) & L_2\cos\left(2p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \tag{2.5}$$

Les inductances propres L_0, L_2 et mutuelles M_0, M_2 sont des constantes.

Remarque 1. *Dans la littérature (par exemple [108, p. 65]), dans un cas idéal, on trouve $L_2 = M_2$ et $L_0 \approx -\frac{M_0}{2}$. La prise en compte ou non de ces relations ne change pas les résultats qui suivent. Cette hypothèse rarement vérifiée en pratique n'a donc pas été retenue.*

La connexion en étoile des trois phases du moteur impose (voir figure 2.3) :

$$\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0,$$

ce qui implique d'après (2.4) que :

$$\begin{aligned} L_{abc}(\theta)i_{abc} &= (L_{0,abc} + L_{2,abc}(\theta))i_{abc}, \\ &= (L_0\mathbf{I}_3 + M_0(\mathbf{1}_{3\times3} - \mathbf{I}_3) + L_{2,abc}(\theta))i_{abc}, \\ &= (L_0 - M_0)i_{abc} + L_{2,abc}(\theta)i_{abc} + M_0\mathbf{1}_{3\times3}i_{abc}, \\ &= (L_0 - M_0)i_{abc} + L_{2,abc}(\theta)i_{abc}. \end{aligned}$$

En effet :

$$M_0\mathbf{1}_{3\times3}i_{abc} = M_0\mathbf{1}_3\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0.$$

De ce constat, l'équation de flux devient :

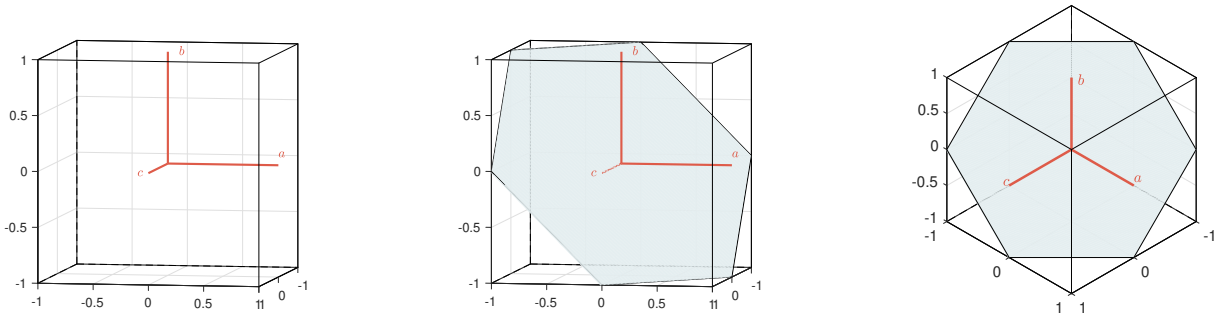
$$\frac{d\Phi_{s,abc}(\theta)}{dt} = v_{abc} - Ri_{abc}, \tag{2.6}$$

avec :

$$\Phi_{s,abc}(\theta) = L'_{abc}(\theta)i_{abc} + \Phi_{r,abc}(\theta), \tag{2.7}$$

et :

$$L'_{abc}(\theta) = (L_0 - M_0)\mathbf{I}_3 + L_{2,abc}(\theta).$$



(a) repère abc, (b) plan $\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0$, (c) plan $\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0$ de face,

FIGURE 2.3 – Représentation de la contrainte $\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} = 0$.

2.2.2 Équations électriques

En remplaçant (2.7) dans (2.6) on a :

$$L'_{abc}(\theta)\frac{di_{abc}}{dt} = v_{abc} - \left[R + \frac{dL'_{abc}(\theta)}{dt}\right] i_{abc} - e_{abc}, \tag{2.8}$$

avec :

$$e_{abc} = \frac{d\Phi_{r,abc}(\theta)}{dt} = -p\phi_f\omega \begin{bmatrix} \sin(p\theta) \\ \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$

2.2.3 Équations mécaniques

On considère un modèle mécanique simplifié, dans lequel les frottements secs sont négligés et toutes les inerties sont ramenées sur l'arbre moteur :

$$J\frac{d\omega}{dt} = \tau_m - f_v\omega - \tau_l, \tag{2.9a}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \tag{2.9b}$$

où ω est la vitesse angulaire, θ est la position angulaire, J est le moment d'inertie (c'est à dire l'inertie total vue par la machine), f_v le coefficient de frottements visqueux. Le couple produit par le moteur est τ_m et le couple de charge τ_l.

L'expression du couple moteur peut être exprimée à partir d'un bilan de puissance :

$$P_{\text{méca}} = P_{\text{élec}} - P_{\text{Joules}} - P_{\text{stockage}}, \tag{2.10}$$

avec :

- $P_{\text{méca}} = \tau_m\omega$ est la puissance mécanique,
- $P_{\text{élec}} = v_{abc}^\intercal i_{abc}$ est la puissance électrique,
- $P_{\text{Joules}} = Ri_{abc}^\intercal i_{abc}$ les pertes joules,
- $P_{\text{stockage}} = \left[L'_{abc}(\theta)\frac{di_{abc}}{dt}\right]^\intercal i_{abc}$ la puissance stockée dans les bobines.

De (2.10) et (2.8), on obtient

$$\tau_m = \left[\frac{1}{\omega} e_{abc} + \frac{\partial L'_{abc}(\theta)}{\partial \theta} i_{abc}\right]^{\mathsf{T}} i_{abc}. \tag{2.11}$$

2.2.4 Représentation schématique de la MS

Une représentation schématique de la MS est proposée figure 2.4. On note que la dynamique électrique du moteur est plus rapide que la dynamique mécanique.

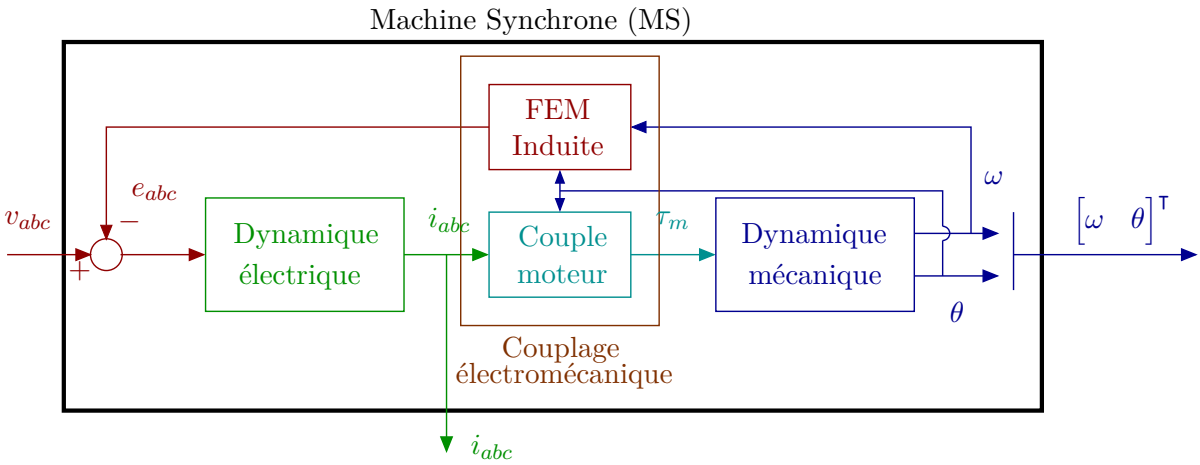


FIGURE 2.4 – Représentation schématique de la MS.

2.3 Transformations

2.3.1 Transformations de Clarke et Concordia

Définition 1 (Clarke)**.** Soit a,b,c, le repère initial d'un système triphasé, $\alpha\beta o$ est le repère d'arrivée. La matrice de Clarke C_l vaut :

$$x_{\alpha\beta o} = C_l x_{abc} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} x_{abc}. \tag{2.12}$$

La matrice inverse est :

$$x_{abc} = C_l^{-1} x_{\alpha\beta o} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} x_{\alpha\beta o}. \tag{2.13}$$

Dans le cas d'un système équilibré, la composante homopolaire x_0 est nulle. La transformée de Clarke peut s'écrire sous une forme simplifié. On note C_{23} la sous-matrice de Clarke permettant le passage d'un système triphasée à un système diphasé $\alpha\beta$:

$$C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \tag{2.14}$$

tel que :

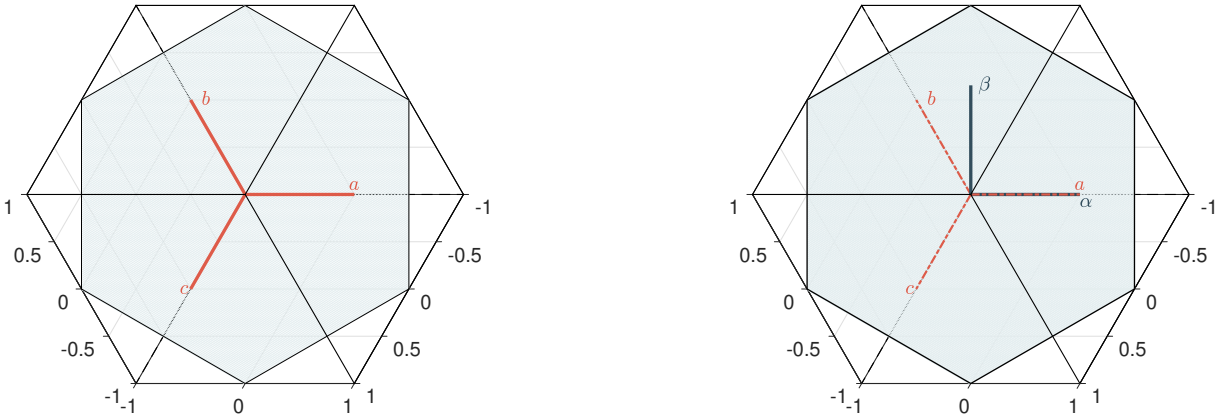
$$x_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} C_{23} x_{abc}, \tag{2.15}$$

et

$$x_{abc} = C_{23}^{\intercal} x_{\alpha\beta}. \tag{2.16}$$

⌟

La transformation de Clarke est représentée figure 2.5.



(a) repère abc, (b) repère $\alpha\beta$,

FIGURE 2.5 – Transformation du repère triphasé abc en repère biphasé $\alpha\beta$.

Remarque 2. *La transformée de Clarke n'est pas orthonormée mais que orthogonal. Ce qui explique la présence du facteur* $\frac{2}{3}$ *dans l'équation* (2.15) *et l'absence d'un facteur* $\frac{3}{2}$ *dans l'équation* (2.16)*. Ainsi l'inverse de la matrice de Clarke n'est pas égale à sa transposée.*

Définition 2 (Concordia)**.** La transformée de Concordia est une matrice de Clarke que l'on rend orthonormée. Soit a,b,c le repère initial d'un système triphasé, $\alpha\beta o$ est le repère d'arrivée. La matrice de Concordia vaut :

$$x_{\alpha\beta o} = C_o x_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} x_{abc}. \tag{2.17}$$

La matrice inverse est :

$$x_{abc} = C_o^{-1} x_{\alpha\beta o} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} x_{\alpha\beta o}. \tag{2.18}$$

On note que pour une matrice orthonormée, on a :

$$C_o^{-1} = C_o^{\intercal}. \tag{2.19}$$

⌟

Remarque 3. *Dans le suite du rapport, nous utiliserons la sous-matrice de Clarke pour faire le passage du repère triphasé au repère fixe diphasé. Par abus de langage on nommera celle-ci matrice de Clarke.*

2.3.2 Résultats dans le repère $\alpha\beta$

Équations de flux dans le repère $\alpha\beta$:
D'après (2.6) et (2.14) on a :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta)}{dt} &= \frac{2}{3} C_{23} \frac{d\Phi_{s,abc}(\theta)}{dt}, \\ &= \frac{2}{3} C_{23} v_{abc} - \frac{2}{3} C_{23} R i_{abc}, \\ &= v_{\alpha\beta} - R i_{\alpha\beta}, \end{aligned} \tag{2.20}$$

où le flux $\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta)$ est donné par :

$$\begin{aligned} \Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) &= \frac{2}{3} C_{23} \Phi_{s,abc}(\theta), \\ &= \frac{2}{3} C_{23} L'_{abc}(\theta) C_{23}^{\intercal} i_{\alpha\beta} + \Phi_{r,\alpha\beta}(\theta), \end{aligned} \tag{2.21}$$

avec :

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} C_{23} L'_{abc}(\theta) C_{23}^{\intercal} &= L_{\alpha\beta}(\theta), \\ &= \frac{2}{3} C_{23} \left[(L_0 - M_0) \mathbf{I}_3 + L_{2,abc}(\theta) \right] C_{23}^{\intercal}, \\ &= (L_0 - M_0) \mathbf{I}_2 + \frac{2}{3} C_{23} L_{2,abc}(\theta) C_{23}^{\intercal}, \\ \frac{2}{3} C_{23} L_{2,abc}(\theta) C_{23}^{\intercal} &= \frac{1}{2} (L_2 + 2M_2) \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \\ \sin(2p\theta) & -\cos(2p\theta) \end{bmatrix}, \\ \frac{dL_{\alpha\beta}(\theta)}{dt} &= \frac{\partial \left(\frac{2}{3} C_{23} L_{2,abc}(\theta) C_{23}^{\intercal} \right)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}, \\ &= p\omega (L_2 + 2M_2) \begin{bmatrix} -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

et avec :

- ω : vitesse angulaire mécanique du rotor ;

L'équation (2.21) s'écrit :

$$\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) = L_{\alpha\beta}(\theta) i_{\alpha\beta} + \Phi_{r,\alpha\beta}(\theta). \tag{2.22}$$

Équations électriques :
De (2.20) et (2.22) on déduit :

$$L_{\alpha\beta}(\theta)\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} - \frac{d\left(L_{\alpha\beta}(\theta)\right)}{dt} i_{\alpha\beta} - \frac{d\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta)}{dt}, \tag{2.23}$$

En utilisant le fait que :

$$\begin{aligned}
\cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) &= \cos(p\theta)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \sin(p\theta)\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right), \\
\cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) &= \cos(p\theta)\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) - \sin(p\theta)\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right),
\end{aligned}$$

et $\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2}$ et $\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}$, le flux $\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta)$ à partir de (2.3) peut s'exprimer :

$$\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta) = \frac{2}{3} C_{23} \Phi_{r,abc}(\theta) = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \sin(p\theta) \end{bmatrix}. \tag{2.24}$$

La dérivée temporelle de (2.24) est de la forme :

$$\frac{d\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta)}{dt} = p\omega \mathcal{J} \Phi_{r,\alpha\beta}, \tag{2.25}$$

où $\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ est une matrice de rotation d'un angle de $\frac{\pi}{2}$.

En conclusion on a :

$$L_{\alpha\beta}(\theta)\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = v_{\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} - \frac{dL_{\alpha\beta}(\theta)}{dt} i_{\alpha\beta} - e_{\alpha\beta}, \tag{2.26}$$

avec :

$$L_{\alpha\beta}(\theta) = (L_0 - M_0)\mathbf{I}_2 + \frac{1}{2}(L_2 + 2M_2) \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \\ \sin(2p\theta) & -\cos(2p\theta) \end{bmatrix},$$

$$\frac{dL_{\alpha\beta}(\theta)}{dt} = p\omega(L_2 + 2M_2) \begin{bmatrix} -\sin(2p\theta) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta) & \sin(2p\theta) \end{bmatrix},$$

et :

$$e_{\alpha\beta} = \frac{d\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta)}{dt} = p\omega\mathcal{J}\Phi_{r,\alpha\beta} = p\omega\phi_f \begin{bmatrix} -\sin(p\theta) \\ \cos(p\theta) \end{bmatrix}.$$

Équations mécaniques : Les équations (2.9b) et (2.9a) restent inchangées dans le repère $\alpha\beta$ et seule l'équation de couple (2.11) est transformée :

$$\begin{aligned}
\tau_m &= \left[\frac{1}{\omega}e_{abc} + \frac{\partial L'(\theta)}{\partial\theta}i_{abc}\right]^{\intercal} i_{abc}, \\
&= \left[\frac{1}{\omega}C_{23}^{\intercal}e_{\alpha\beta} + \frac{\partial L'(\theta)}{\partial\theta}C_{23}^{\intercal}i_{\alpha\beta}\right]^{\intercal} C_{23}^{\intercal}i_{\alpha\beta}, \\
&= \left[\frac{3}{2\omega}e_{\alpha\beta} + C_{23}\frac{\partial L'(\theta)}{\partial\theta}C_{23}^{\intercal}i_{\alpha\beta}\right]^{\intercal} i_{\alpha\beta}, \\
&= \frac{3}{2}\left[\frac{1}{\omega}e_{\alpha\beta} + \frac{\partial L_{\alpha\beta}(\theta)}{\partial\theta}i_{\alpha\beta}\right]^{\intercal} i_{\alpha\beta}.
\end{aligned} \tag{2.27}$$

2.3.3 Transformation de Park

Dans le modèle (2.26) on remarque que les tensions et les courants varient à haute fréquence (p fois la fréquence de rotation). Afin de s'affranchir des termes sinusoïdaux, on utilise la transformée de Park [118].

Définition 3 (Park)**.** La transformée de Park est obtenue à partir de la matrice de rotation $P(\theta)$ liant les axes $\alpha\beta$ aux axes dq. On a :

$$x_{dq} = P(\theta)^{-1}x_{\alpha\beta}, \tag{2.28}$$

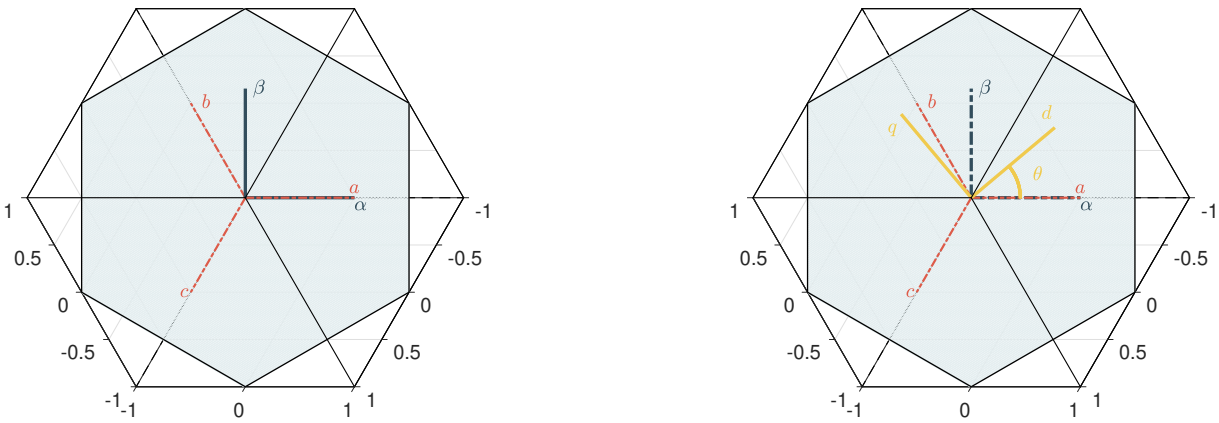
$$x_{\alpha\beta} = P(\theta)x_{dq}, \tag{2.29}$$

où :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix}. \tag{2.30}$$

⌟

La transformation de Park est représentée figure 2.5.



(a) repère $\alpha\beta$, (b) repère dq,

FIGURE 2.6 – Transformation du repère biphasé $\alpha\beta$ au repère tournant dq.

On note :

$$\begin{aligned}
P(\theta)\mathcal{J}P(\theta)^{-1} &= \mathcal{J}, \\
P(\theta)^{-1}\frac{\partial}{\partial\theta}P(\theta) &= p\mathcal{J}.
\end{aligned} \tag{2.31}$$

2.3.4 Résultats dans le repère dq

Équations de flux Le flux dans le repère tournant s'exprime :

$$\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) = P(\theta)\Phi_{s,dq}. \tag{2.32}$$

La dérivée par rapport au temps de (2.32) donne :

$$\frac{d}{dt}\Phi_{s,\alpha\beta} = P(\theta)\frac{d}{dt}\Phi_{s,dq} + \omega\frac{\partial}{\partial\theta}P(\theta)\Phi_{s,dq}. \tag{2.33}$$

Des équations (2.33), (2.20) et (2.31) on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\Phi_{s,dq} &= P(\theta)^{-1}\left(\frac{d}{dt}\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) - \omega\frac{\partial}{\partial\theta}P(\theta)\Phi_{s,dq}\right), \\ &= P(\theta)^{-1}\left[v_{s,\alpha\beta} - Ri_{s,\alpha\beta}\right] - p\omega\mathcal{J}\Phi_{s,dq}, \\ &= v_{dq} - Ri_{dq} - p\omega\mathcal{J}\Phi_{s,dq}. \end{aligned} \tag{2.34}$$

Et l'application de la transformation de Park à (2.22) donne :

$$\Phi_{s,dq} = P(\theta)^{-1}\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) = P(\theta)^{-1}L_{\alpha\beta}(\theta)P(\theta)i_{dq} + P(\theta)^{-1}\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta), \tag{2.35}$$

où :

$$\begin{aligned} P(\theta)^{-1}L_{\alpha\beta}(\theta)P(\theta) &= (L_0 - M_0)\mathbf{I}_2 + \frac{1}{2}(L_2 + 2M_2)\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \\ &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}, \\ &= L_{dq}, \end{aligned} \tag{2.36}$$

avec :

$$L_d = (L_0 - M_0) + \frac{1}{2}(L_2 + 2M_2) \quad \text{et} \quad L_q = (L_0 - M_0) - \frac{1}{2}(L_2 + 2M_2).$$

Par ailleurs :

$$\Phi_{r,dq} = P(\theta)^{-1}\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta) = \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{2.37}$$

De (2.35), (2.36) et (2.37) on obtient :

$$\frac{d}{dt}\Phi_{s,dq} = L_{dq}\frac{di_{dq}}{dt}.$$

Équations électriques :

En conclusion on a :

$$L_{dq}\frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} - Ri_{dq} - p\omega\mathcal{J}L_{dq}i_{dq} - e_{dq}, \tag{2.38}$$

avec :

$$e_{dq} = p\omega\mathcal{J}\begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} = p\omega\begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix}.$$

Équations mécaniques :
Ici encore seule l'équation de couple (2.27) est transformée.

$$\begin{aligned}\tau_m &= \frac{3}{2}\left[\frac{1}{\omega}e_{\alpha\beta} + \frac{\partial L_{\alpha\beta}(\theta)}{\partial\theta}i_{\alpha\beta}\right]^{\mathsf{T}} i_{\alpha\beta},\\ &= \frac{3}{2}\left[\frac{1}{\omega}e_{dq} + P(\theta)^{-1}\frac{\partial L_{\alpha\beta}(\theta)}{\partial\theta}P(\theta)i_{dq}\right]^{\mathsf{T}} i_{dq},\end{aligned} \tag{2.39}$$

avec :

$$P(\theta)^{-1}\frac{\partial L_{\alpha\beta}(\theta)}{\partial\theta}P(\theta) = p(L_2 + 2M_2)\begin{bmatrix}0 & 1\\ 1 & 0\end{bmatrix},$$

il s'ensuit que

$$\tau_m = p\left(\frac{3}{2}\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q\right). \tag{2.40}$$

2.3.5 Représentation schématique de la MS dans le repère dq

L'utilisation des transformations de Clarke et de Park est représentée figure 2.7.

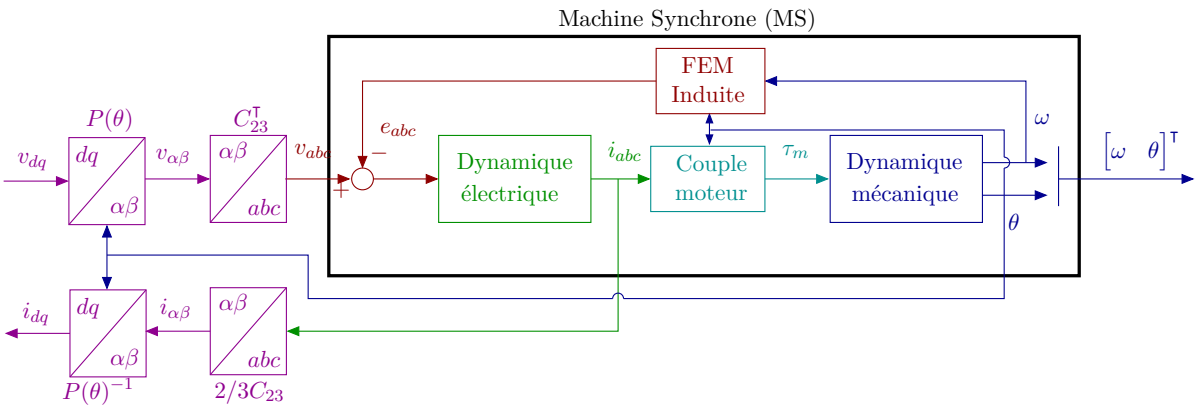


FIGURE 2.7 – Représentation des transformations de Clarke et de Park.

Cette représentation schématique peut se simplifier afin de proposer un schéma représentant une machine équivalente à une machine à courant continu. Cette représentation est donnée figure 2.8

2.4 Modélisation d'un onduleur

La figure 2.9 représente un onduleur trois bras deux niveaux classique alimentant une machine triphasée avec un montage en étoile. Les transistor représentés figure 2.9 sont considérés comme des interrupteurs. Les interrupteurs de chaque bras ont des états complémentaires. Le signal de commande de l'interrupteur haut du bras, noté s_k avec $k \in \{a, b, c\}$, représente l'état du bras k et est défini de la manière suivante :

$$s_k = \begin{cases}1 & \text{si l'interrupteur haut est passant,}\\ 0 & \text{si l'interrupteur bas est passant.}\end{cases} \tag{2.41}$$

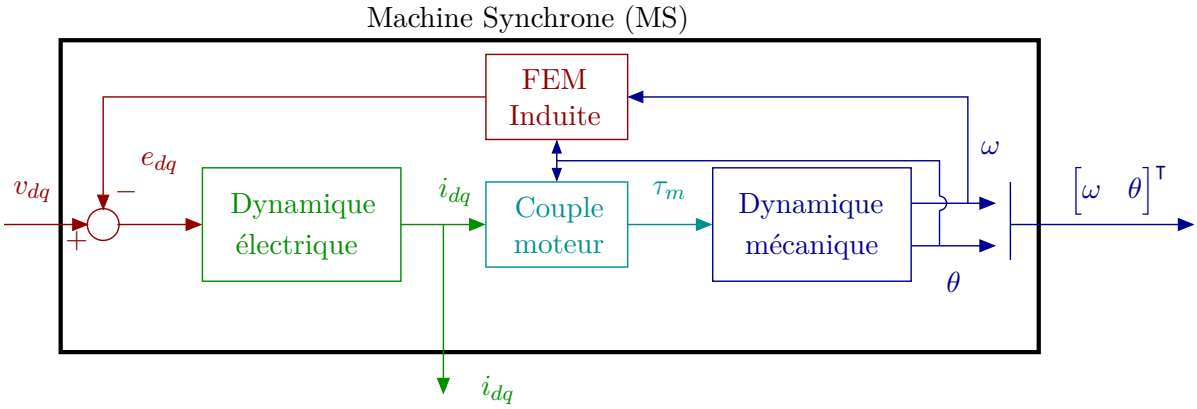


FIGURE 2.8 – Représentation équivalente à une MCC de la MS.

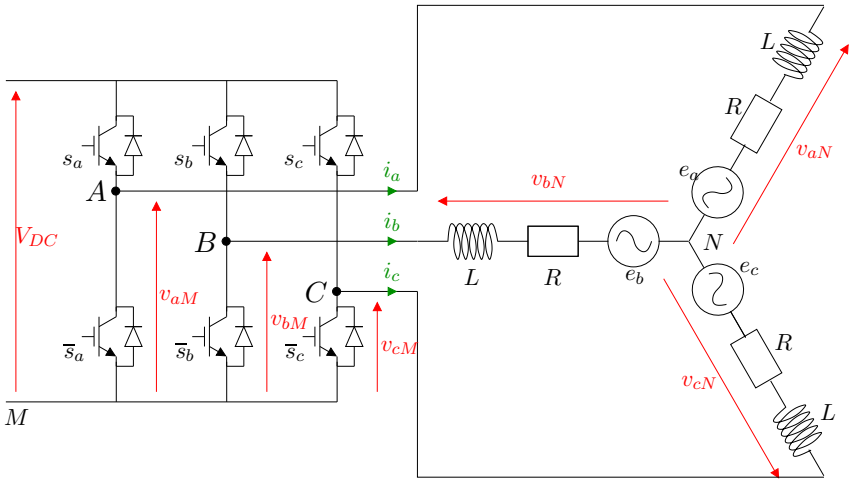


FIGURE 2.9 – Onduleur trois bras, deux niveaux.

L'état binaire s_k des interrupteurs supérieurs produit les tensions lignes-à-masse v_{aM}, v_{bM}, v_{cM} tel que :

$$\begin{bmatrix} v_{aM} \\ v_{bM} \\ v_{cM} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \tag{2.42}$$

Donc les trois bras peuvent générer trois tensions lignes-à-masse indépendantes. Les états des trois interrupteurs donnent 2^3 configurations possibles, données Table 2.1.

Dans le cas d'une machine en étoile, équilibrée, on a :

$$\mathbf{1}_3^\intercal i_{abc} \quad = \quad 0, \tag{2.43}$$

et :

$$\sum_k v_{kN} = 0, k \in \{a, b, c\}. \tag{2.44}$$

Par ailleurs,

$$v_{kN} = v_{kM} + v_{MN}. \tag{2.45}$$

TABLE 2.1 – Configurations de l'onduleur à trois bras.

	C_0	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7
s_{a}	0	1	1	0	0	0	1	1
s_{b}	0	0	1	1	1	0	0	1
s_{c}	0	0	0	0	1	1	1	1

De (2.44) et (2.45) on a :

$$\begin{aligned} \sum_k (v_{kM} + v_{MN}) &= 0, \\ \sum_k v_{kM} &= -3v_{MN}, \end{aligned} \tag{2.46}$$

de (2.45) et (2.46) on a :

$$v_{kN} = v_{kM} + v_{MN} = \frac{1}{3}\left(2v_{kM} - \sum_{j\neq k} v_{jM}\right), j \in \{a, b, c\}, \tag{2.47}$$

enfin de (2.42) et (2.47) on obtient :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}}_{v_{abcN}} = \frac{V_{DC}}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_{M} \underbrace{\begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}}_{s_{abc}}. \tag{2.48}$$

Remarque 1. On note que les tensions triphasées v_{abcN} correspondent aux tensions v_{abc} à appliquer au moteur représenté par le modèle (2.8). ⌟

Ainsi, le système complet MS et son convertisseur est représenté figure 2.10.

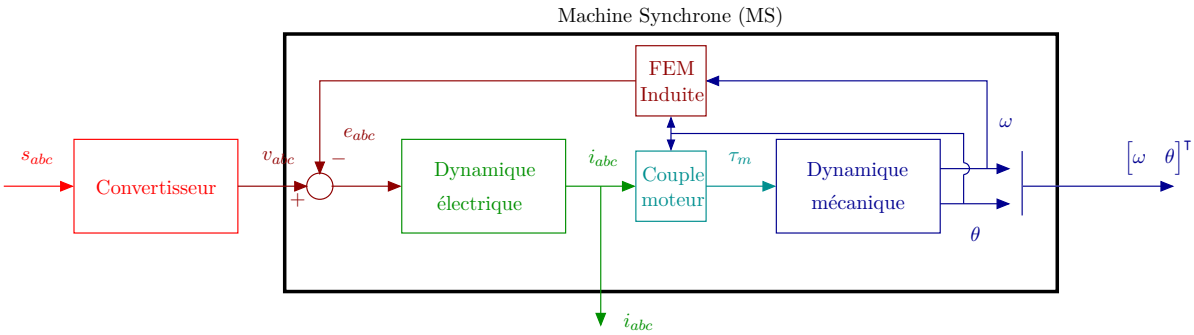


FIGURE 2.10 – Représentation schématique de la MS et son convertisseur.

2.5 Moteurs utilisées

Dans la suite du manuscrit, nous présentons des résultats sur des MSAP à aimants en surface, c'est dire $L = L_d = L_q$. En résumé, le modèle dans le repère dq est donnée par :

$$L\frac{di_{dq}}{dt} = v_{dq} - Ri_{dq} - p\omega\mathcal{J}Li_{dq} - p\omega\begin{bmatrix}0\\ \phi_f\end{bmatrix}, \tag{2.49a}$$

$$J\frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2}p\phi_f i_q - f_v\omega - \tau_l, \tag{2.49b}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega. \tag{2.49c}$$

Afin de montrer l'aspect générique des lois de commande développées, nous utilisons ici deux moteurs différents. Pour des questions de simplicité, les deux moteurs utilisés ont la même gamme de puissance. Les deux moteurs utilisés sont représentées figure 2.11.

(a) moteur Hurst AC300022,

(b) moteur Teknic N23,

FIGURE 2.11 – Moteurs utilisés.

Données constructeurs

Les donnés techniques des moteurs fournies par les constructeurs sont reportées dans le tableau 2.2. Les paramètres fournis par les constructeurs sont exprimés d'une façon particulière, ils reflètent le fait que souvent les mesures entre phase seulement sont disponibles. On notera que :

$$R = \frac{R_{L-L}}{2}, \tag{2.50}$$

$$L = \frac{L_{L-L}}{2}. \tag{2.51}$$

Pour la constante de flux, on rappelle que la tension composée est multipliée par un facteur $\sqrt{3}$:

$$\phi_f[Wb] = \frac{1}{p}\frac{1}{\sqrt{3}}\frac{60}{2\pi}e^{-3}K_e\left[\frac{V_{\text{peak}}}{kRPM}\right]. \tag{2.52}$$

Les paramètres utilisant les unités classiques de la modélisation (2.38) sont converties dans le tableau 2.3.

Moteur	Hurst	Teknic
Nombre de paires de pôles p	5	4
Résistance (phase à phase) R_{L-L} (Ω)	0.57	0.72
Inductance (phase à phase) L_{L-L} (mH)	0.64	0.4
Constante FEM K_e ($\mathrm{V_{peak}}$/kRPM)	6.2	4.64
Encodeur (top/tours)	250	1000

TABLE 2.2 – Paramètres moteurs (données constructeurs).

Moteur	Hurst	Teknic
Nombre de paires de pôles	5	4
Résistance R (Ω)	0.285	0.36
Inductance L (mH)	0.32	0.2
Constante FEM ϕ_f(mWb)	6.8	5.1

TABLE 2.3 – Paramètres moteurs (données constructeurs) convertis en paramètres classiques.

Conlusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales machines synchrones et un modèle générique pour ces machines qui ont été étudiées et seront utilisées dans la suite de ce manuscrit. Sur la base de ce modèle, une étape importante est de proposer des solutions de commande pour ces moteurs. Une solution de prototypage rapide de lois de commande sur la base de ce modèle sera présentée dans le Chapitre 3. L'objectif ici est de proposer des solutions efficaces qui sont en mesure de cibler directement des contrôleurs industriels.

Chapitre 3

Commande embarquée temps réel

Sommaire

3.1 Synthèse d'une loi de commande vectorielle 55
3.1.1 MLI 55
3.1.2 Commande vectorielle 58
3.1.3 Gestion des saturations 62
3.2 Prototypage rapide de loi de commande RCP 64
3.2.1 Matériel utilisé 66
3.2.2 Programmation temps réel 67
3.2.3 Outils d'analyse temporelle 68
3.2.4 Calcul en virgule fixe 68
3.2.5 Efficacité du code 68
3.2.6 Remplacement de code 69
3.3 Résultats expérimentaux 69
3.3.1 Description de l'expérience 69
3.3.2 Résultats obtenus 70
3.4 Mise en œuvre dans le cadre d'une application industrielle . . . 72

Introduction

Les attentes en termes de performances pour les moteurs électriques, sont de plus en plus exigeantes, avec la volonté, par ailleurs, de limiter leur impact environnemental et leur coût. Une solution est de remplacer le surcoût lié aux matériaux et une mécanique de précision, par des algorithmes de commande avancés. Le développement de ces algorithmes nécessite, plus que jamais, d'appliquer la méthodologie classique en automatique, représentée à gauche sur la figure 3.1. Cette stratégie nécessite de régulièrement reprendre les hypothèses formulées en amont du projet afin d'avancer dans le processus de conception. Lors du développement d'une loi de commande, le passage sur la cible industrielle finale, casse le lien avec la conception, car celle-ci est généralement traitées par d'autres équipes (ingénieurs systèmes embarqués). Cela remet potentiellement en cause, les possibles évolutions futures à apporter à la loi de commande. En effet, le développement de code embarqué pour microcontrôleurs, nécessite des compétences qui sortent du cadre des ingénieurs en automatique, limité généralement à des outils haut niveau, tels que, Matlab/Simulink et des outils de RCP dSPACE ou Speedgoat, alors que les ingénieurs

systèmes embarqués, spécialistes de l'architecture matérielle, ont peu de connaissances en théorie de la commande.

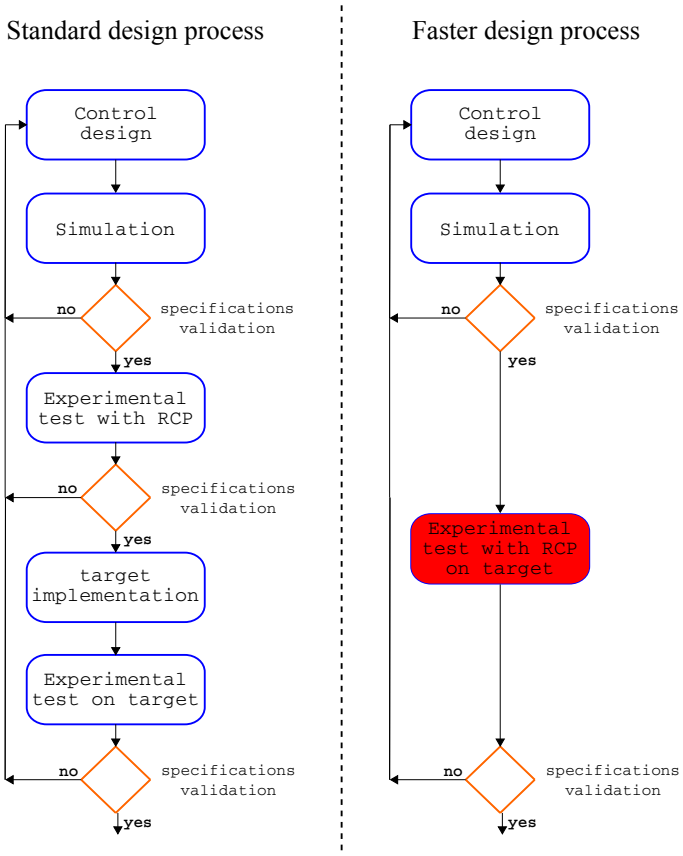


FIGURE 3.1 – Étapes de la synthèse de commande.

La méthodologie proposée ici, consiste à mettre en œuvre directement le schéma de commande réalisé à l'aide Matlab/Simulink sur la cible microcontrôleur finale. Elle est représentée à droite sur la figure 3.1. Ceci permet de prendre en compte très tôt, dans le processus de synthèse de loi de commande, les contraintes matérielles liée à la cible microcontrôleur (quantification, échantillonnage, capacité CPU, contrainte temps réel) et surtout pouvoir, à tout moment, revenir sur les phases amont du projet (modélisation, synthèse, simulation). Cette méthodologie est développée en collaboration avec Lubin Kerhuel, ingénieur chez Microchip. Il développe depuis plusieurs années un outils de prototypage rapide de loi de commande (RCP), Mplab Device Block for Simulink. Cet outil permet de cibler les microcontrôleurs Microchip, directement depuis l'environnement Matlab/Simulink. Il est important de noter que contrairement à certaines configurations existantes [85], l'objectif n'est pas de "cacher" et de rendre totalement transparente, la génération de code, mais au contraire de la rendre accessible afin de s'attaquer aux problèmes qui découlent de cette implémentation. En plus de l'avantage pédagogique, le deuxième objectif est de combler le fossé entre les plates-formes RCP pratiques mais coûteuses et les outils de microcontrôleur complexes, mais moins chers.

Sur le plan de la recherche, les chercheurs en automatique développent des algorithmes de commandes avancés qui sont malheureusement, rarement transférés à des industriels. Cette méthodologie permet de montrer que ces travaux ne sont pas simplement théoriques mais qu'ils ont un réel intérêt pratique. Du point de vue de l'enseignement, cette méthodologie permet

aux étudiants des filières automatique d'apprendre à implémenter rapidement des algorithmes directement sur du matériel dédié, à moindre coût.

Dans ce chapitre, nous proposons le développement d'une loi de commande pour MSAP à aimants en surface, synthétisée, en vue d'être mise en œuvre en temps réel avec cet outil de prototypage rapide de loi de commande. Son utilisation, avec les algorithmes de commande que nous avons développés, forment une solution efficace pour la commande de MS. Cette solution, présage de bonnes perspectives pour la mise en œuvre rapide de différents algorithmes de commande, d'observation et d'identification. Ici, des résultats expérimentaux, montreront que la loi de commande, permet de s'adapter facilement, à différents microcontrôleurs et à différents moteurs.

3.1 Synthèse d'une loi de commande vectorielle

Cette section est dédiée à la synthèse de la loi de commande vectorielle. Les choix en termes d'algorithmes ont été fait afin d'être efficace en temps réel et proposer une solution complète en vue de l'optimiser. Une des problématiques est également d'être capable de s'adapter à différents types de moteurs. On propose ainsi un loi de commande pour laquelle le calcul des gains de commandes est adapté au modèle du moteur. Alors que la commande six-step est très simple à implémenter sur les MSAP, on s'intéresse ici à la loi de commande vectorielle qui permet une meilleur gestion du couple dans la machine.

3.1.1 MLI

Un onduleur triphasé deux niveaux pour alimenter une MS peut être utilisé de façons différentes. Commande directe prenant en compte la caractéristique discrète du convertisseur. Ce type de commande a été étudié dans le cadre de la thèse de Aboubacar Ndoye (voir section 1.3.3). Une autre solution repose sur la MLI. L'étude des différentes formes de MLI a fait l'objet de nombreux travaux de recherche depuis des décennies [113]. L'objectif ici n'est pas de faire une revue de la littérature, mais de décrire une solution de MLI vectorielle très simple à mettre en œuvre expérimentalement. En effet, la MLI vectorielle permet, en modifiant simplement un algorithme, d'appliquer des tensions plus élevées aux bornes des phases de la machine. Le modèle représenté figure 2.4 avec le blocMLI est représenté figure 3.2.

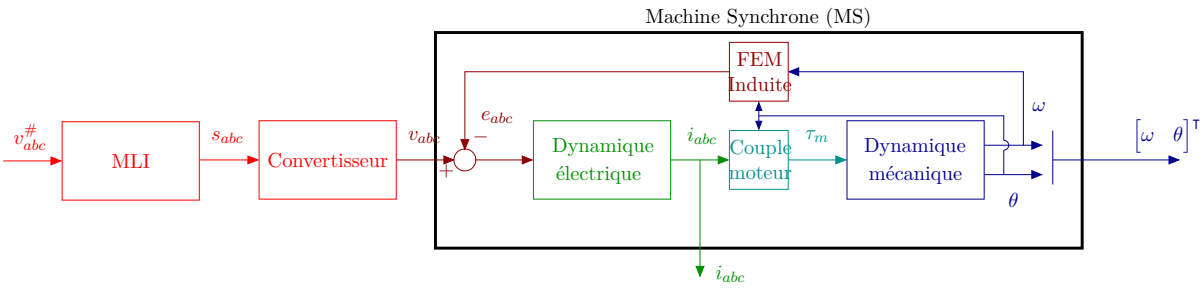


FIGURE 3.2 – Représentation schématique de la MLI.

Modèle moyen Pour chaque commutation idéale, le rapport cyclique appliqué sur une période de MLI T_{PWM}, est défini par :

$$\rho_k = \frac{t_{k,\text{ON}}}{T_{\text{PWM}}}, \tag{3.1}$$

où $t_{k,\mathrm{ON}}$ est le temps pour lequel $s_k = 1$. Le rapport cyclique ρ_k prend des valeurs dans intervalle $\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}$. La valeur moyenne de la tension $v_{k,M}$, est donnée par :

$$< v_{k,M}(t) >_{T_{\mathrm{PWM}}} = \frac{1}{T_{\mathrm{PWM}}} \int_0^{T_{\mathrm{PWM}}} v_{k,M}(\tau) d\tau = \rho_k V_{\mathrm{DC}}. \tag{3.2}$$

En moyenne, la tension v_{abc} appliquée au moteur par la MLI, en considérant l'onduleur (2.48), sera :

$$v_{abc} = \frac{V_{DC}}{3} M \rho_{abc}. \tag{3.3}$$

Modulation avec injection d'harmoniques : La MLI permet d'appliquer au moteur, à l'aide de l'onduleur, une tension v_{abc} désirée, notée $v_{abc}^{\#}$ (voir figure 3.2), alors que les tensions entre phases seulement sont accessibles. Une solution simple serait d'inverser la matrice M donnée équation (2.48) afin, de définir les rapports cycliques à appliquer à la machine en fonction des tensions v_{abc} désirées. Cependant la matrice M n'est pas inversible, car, $\det(M) = 0$. Cela signifie que, ajouter la même constante sur tous les rapports cycliques, n'a pas d'influence sur la tension entre phase et neutre.

Une représentation universelle de la MLI est applelée MLI basée sur une porteuse. Les rapports cycliques ρ_{abc} peuvent s'écrire sous la forme [95, 63] :

$$\rho_{abc} = \frac{1}{V_{\mathrm{DC}}} v_{abc}^{\#} + \mathbf{1}^{\intercal} \lambda, \tag{3.4}$$

où $\lambda(t)$ est l'harmonique injectée et $v_i^{\#}, i \in \{a, b, c\}$, sont appelés les signaux fondamentaux que l'on souhaite appliquer au moteur. L'harmonique injectée est appelée tension homopolaire (zero sequence signal en anglais) [103, 105].

Afin que les rapports cycliques ρ_{abc} soient dans l'intervalle $0 < \rho_k < 1$, la tension homopolaire peut prendre des valeurs dans l'intervalle :

$$\frac{-\min(v_{abc}^{\#})}{V_{\mathrm{DC}}} < \lambda < 1 - \frac{\max(v_{abc}^{\#})}{V_{\mathrm{DC}}}. \tag{3.5}$$

Le schéma de la MLI triphasée avec porteuse, est représenté figure 3.3. On y considère une MLI centrée. On notera T_{d} temps mort permettant d'éviter les courts circuits sur l'onduleur. La MLI centrée permet d'éviter que les commutations aient lieu au même instant. De plus, comme représentée figure 3.4, la MLI centrée permet la synchronisation de la mesure des courants par rapport aux commutations. Il en résulte un courant moyen sur la période.

MLI intersective : On retrouve la MLI intersective en prenant :

$$\lambda = \frac{1}{2}. \tag{3.6}$$

La tension maximale, sans surmodulation, que l'on pourra atteindre avec cette configuration, est $V_{\max} = \dfrac{V_{\mathrm{DC}}}{2}$.

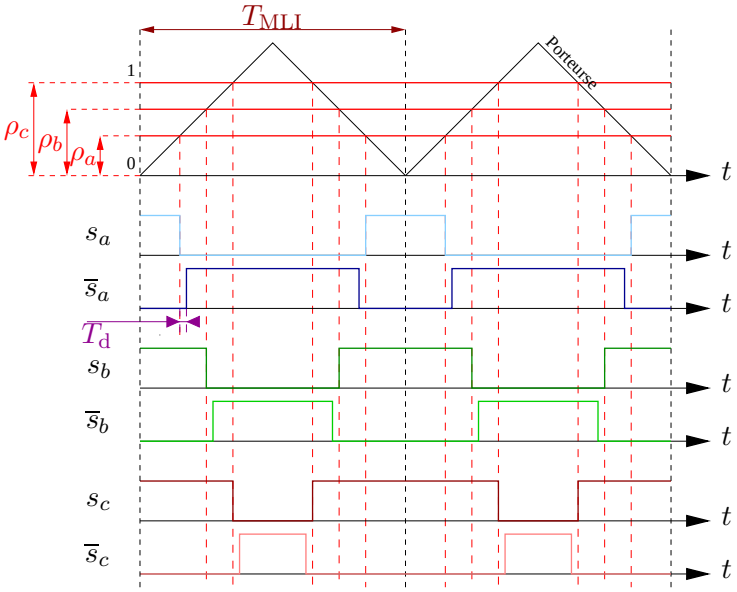


FIGURE 3.3 – PWM centrée avec temps mort T_{d}.

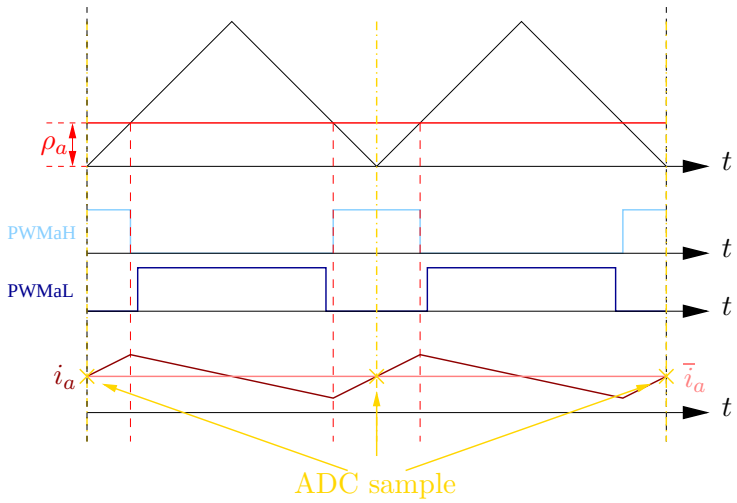
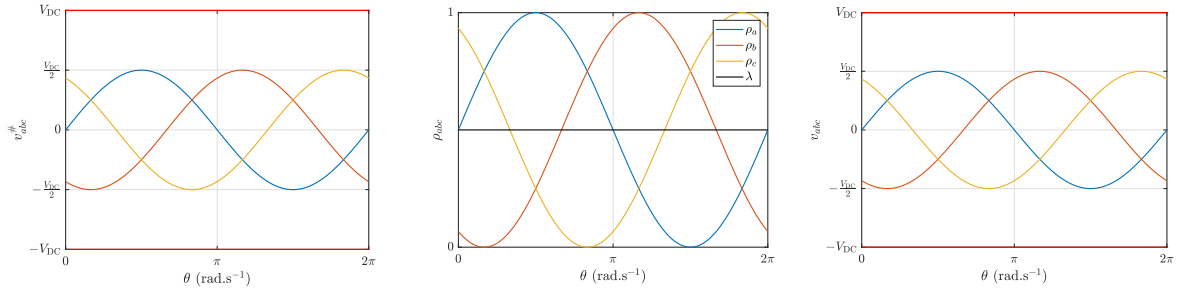


FIGURE 3.4 – Synchronisation de la mesure de courant sur la PWM.

MLI vectorielle : On l'obtient en prenant [95] :

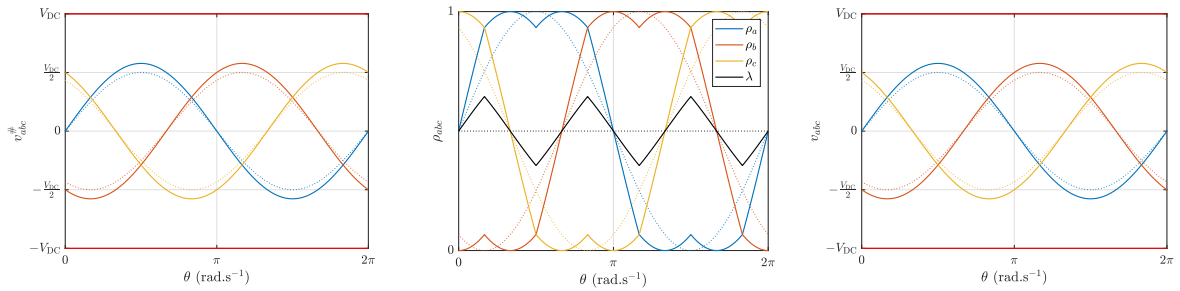
$$\lambda = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\min(v_{abc}^{\#}) + \max(v_{abc}^{\#}))}{V_{\mathrm{DC}}}\right). \tag{3.7}$$

La tension maximale, sans surmodulation, que l'on pourra atteindre avec cette configuration est $V_{\max} = \frac{V_{\mathrm{DC}}}{\sqrt{3}}$. On remarque que le simple ajout de fonctions min et max permet d'augmenter les tensions de phase de 15.47% (correspondant au passage de $\frac{V_{\mathrm{DC}}}{2}$ à $\frac{V_{\mathrm{DC}}}{\sqrt{3}}$).



(a) tensions triphasées désirées, (b) rapports cycliques ρ_{abc}, (c) tensions réalisées v_{abc},

FIGURE 3.5 – Représentation de la MLI intersective.



(a) tensions triphasées désirées, (b) rapports cycliques ρ_{abc}, (c) tensions réalisées v_{abc},

FIGURE 3.6 – Représentation de la MLI vectrorielle.

3.1.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle (Field Oriented Control (FOC) en anglais), introduite par F. Blaschke en 1972 [117], est la loi de commande la plus courante en pratique, lorsqu'il est nécessaire d'avoir une gestion fine du couple de la machine. Le modèle sinusoïdal triphasé dans le repère fixe abc, est projeté dans le repère biphasé fixe $\alpha\beta$, grâce à la matrice de Clarke (2.14) puis dans le repère tournant dq à l'aide de la transformation de Park (2.30). La transformation de Park est généralement utilisée, car il en résulte des tensions et des courants de phases constants (au lieu de variables variantes à hautes fréquences). De plus le modèle met en évidence le rôle du courant de quadrature i_q dans la production du couple. Contrairement à la commande six-step, ce type de commande nécessite une bonne connaissance de la position θ de l'arbre du moteur.

Dans la littérature, la loi de commande de MSAP a fait l'objet d'un grand nombre de publications. Les ouvrages qui ont le plus nourri ma réflexion sont :

- l'article [111] qui propose une approche par retour d'état avec linéarisation par rétroaction (feedback linearization),
- l'article [99] dans lequel la platitude des MSAP est mise en évidence,
- le livre [56] pour une revue sur la commande sans capteur,
- l'article [104] traitant le défluxage,
- l'article [112] pour la commande non-linéaire adaptative,
- les articles [82, 75, 1] et le livre [102] pour la commande par modes glissants.

Bien que non exhaustive, cette liste donne une vue d'ensemble. Ici nous détaillons une loi de

commande classique. Cette loi de commande exploite la séparation fréquentielle entre les dynamiques électrique et mécanique (i.e. une dynamique électrique plus rapide que la dynamique mécanique). La loi de commande est ainsi hiérarchisée en deux boucles :

- une boucle interne pour la dynamique électrique,
- une boucle externe pour la dynamique mécanique.

Le schéma de la commande vectorielle est représentée figure 3.7

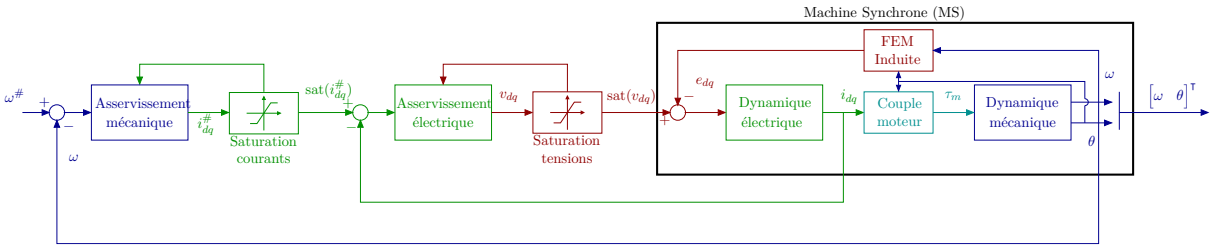


FIGURE 3.7 – Schéma de principe de la commande vectorielle.

Dynamique électrique : L'objectif, est ici, de proposer un asservissement, afin de contrôler la dynamique électrique du moteur. On considère, pour cela, l'équation (2.49a). On remarque que, en dépit des transformations de Clarke et de Park, ce système d'équation reste non-linéaire. Cependant ayant accès aux mesures de courants, position et vitesse, il est possible d'appliquer la commande linéarisante par rétroaction (feedback linearization) [111]. On pose :

$$v_{dq} = u_{dq} + p\omega\mathcal{J}Li_{dq} + p\omega\begin{bmatrix}0\\ \phi_f\end{bmatrix}. \tag{3.8}$$

L'application de la commande (3.8) à (2.49a) donne :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \frac{1}{L}u_{dq} - \frac{R}{L}i_{dq}. \tag{3.9}$$

Il en résulte un système Linéaire Temps Invariant (LTI), dans lequel, les courants i_d et i_q sont indépendants. C'est pour cela que cette linéarisation est souvent appelée "découplage".

Remarque 4. *Le modèle* (2.49a) *évoquerai que le terme* $-Ri_{dq}$ *soit ajouté à* (3.8) *et obtenir des intégrateurs purs, à l'image de la commande non-linéaire linéarisante découplante issue de la théorie non-linéaire de Isidori [107]. On retrouve cette linéarisation dans la littérature dans les articles [114, 111]. En pratique, il est préférable de ne pas compenser ce terme stabilisant qui peut être incertain.*

Remarque 5. *Cette linéarisation est généralement utilisée, car elle permet de proposer une méthode constructive pour la synthèse des gains du contrôleur de courant (comme détaillé ci-dessous). Cependant, dans le cas de moteurs à faible coût, ce type de linéarisation peut poser des problèmes car les paramètres électriques du moteur sont mal connus. Il sera alors préférable de ne pas utiliser cette linéarisation en pratique. Du point de vue de la stabilité de la loi de commande, l'utilisation, ou non, de cette linéarisation n'a pas d'influence. En effet, dans [99] il est montré que le MSAP peut s'écrire sous une forme hamiltonienne. En exploitant la passivité du système, il est proposé la "neutralisation" plutôt que l'"élimination" des phénomènes stabilisant ou dissipatifs.*

L'objectif de commande est d'assurer que, $i_{dq}^{\star} = i_{dq}^{\#}$ où $i_{dq}^{\star}$ est le vecteur de courants en régime permanent et que $i_{dq}^{\#}$ est le vecteur de référence des courants. Le principe est d'ajouter une action intégrale dans la boucle entre le signal d'erreur et le système [74]. Le schéma de commande est représenté figure 3.8.

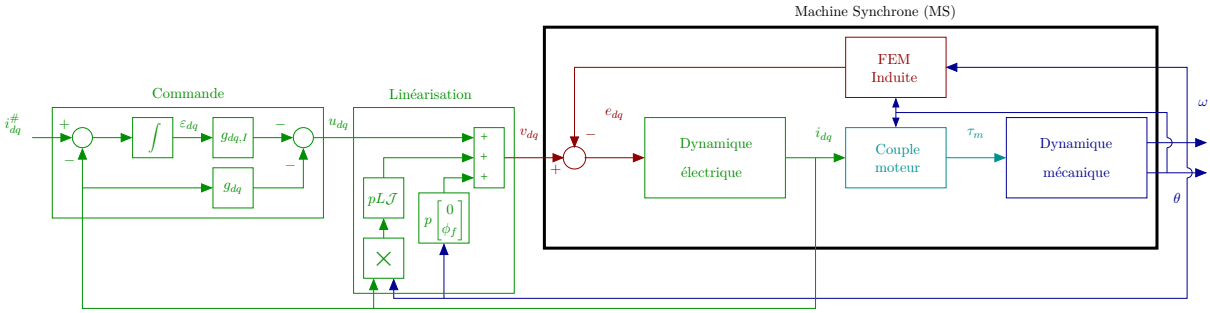


FIGURE 3.8 – Schéma de principe de la commande électrique.

Les deux équations de courant étant indépendantes, pour $k \in \{d, q\}$, on pose :

$$\varepsilon_k = \int (i_k^{\#} - i_k) d\tau, \tag{3.10}$$

la sortie de l'intégrateur, et donc :

$$\begin{aligned} \dot{i}_k &= -\frac{R}{L} i_k + \frac{1}{L} u_k, \\ \dot{\varepsilon}_k &= i_k^{\#} - i_k, \end{aligned} \tag{3.11}$$

avec la commande :

$$u_k = -g_k i_k - g_{I,k} \varepsilon_k, \tag{3.12}$$

où $G_k = \begin{bmatrix} g_k & g_{I,k} \end{bmatrix}$ est le gain de commande à choisir.
La dynamique du système est décrite par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_k \\ \dot{\varepsilon}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_k \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_k^{\#}. \tag{3.13}$$

Le système en boucle fermée donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_k \\ \dot{\varepsilon}_k \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_k & g_{I,k} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_k \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_k^{\#}. \tag{3.14}$$

La dynamique en boucle fermée dépend donc, des valeurs propres de la matrice :

$$\left(\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_k & g_{I,k} \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} -\frac{R+g_k}{L} & -\frac{g_{I,k}}{L} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{3.15}$$

On a donc :

$$\text{eig} \left(\begin{bmatrix} -\frac{R+g_k}{L} & -\frac{g_{I,k}}{L} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right) \Leftrightarrow \det \left(sI - \begin{bmatrix} -\frac{R+g_k}{L} & -\frac{g_{I,k}}{L} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \right) = 0. \tag{3.16}$$

Cela donne le polynôme caractéristique :

$$P(s) = s^2 + \frac{g_k + R}{L}s - \frac{g_{I,k}}{L}, \tag{3.17}$$

à identifier avec le polynôme caractéristique du second ordre :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta_e\omega_{n,e}s + \omega_{n,e}^2, \tag{3.18}$$

où, les paramètres $\omega_{n,e}$ et ζ_e sont la pulsation naturelle et le coefficient d'amortissement désirés en boucle fermée.

Dynamique mécanique : En supposant que la commande de la dynamique électrique soit correctement synthétisée en respectant le principe de séparation fréquentielle, c'est-à-dire, que la boucle électrique est plus rapide que le dynamique mécanique désirée en boucle fermée. Alors, la dynamique mécanique peut être synthétisée sans considérer la dynamique électrique comme représenté sur la figure 3.9.

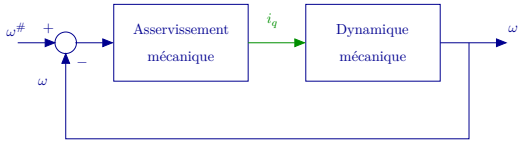


FIGURE 3.9 – Dynamique mécanique en boucle fermée.

En l'absence de couple de charge τ_l, de l'équation dynamique (2.49b), on obtient :

$$\dot{\omega} = \frac{3p\phi_f}{2J}i_q - \frac{f_v}{J}\omega. \tag{3.19}$$

La synthèse de la commande est identique à celle proposée pour la dynamique électrique avec :

$$\varepsilon_\omega = \int(\omega_{\text{ref}} - \omega)d\tau, \tag{3.20}$$

menant à :

$$\begin{bmatrix}\dot{\omega}\\ \dot{\varepsilon_\omega}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-\frac{f_v}{J} & 0\\ -1 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega\\ \varepsilon_\omega\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{3p\phi_f}{2J}\\ 0\end{bmatrix}i_q + \begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\omega_{\text{ref}}, \tag{3.21}$$

avec la commande :

$$i_q = -g_\omega\omega - g_{I,\omega}\varepsilon_\omega, \tag{3.22}$$

où $G_\omega = \begin{bmatrix}g_\omega & g_{I,\omega}\end{bmatrix}$ est le gain de commande à choisir. Par analogie avec la commande de la dynamique électrique, on a :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{3p\phi_f}{2J}g_\omega + \frac{f_v}{J}\right)s - \frac{3p\phi_f}{2J}g_{I,\omega}, \tag{3.23}$$

à identifier avec le polynôme caractéristique du second ordre :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta_m\omega_{n,m}s + \omega_{n,m}^2. \tag{3.24}$$

Remarque 6. *Notons que la commande i_q (3.22) n'est pas une entrée de commande de la machine. Ainsi, l'objectif de commande sera de fournir la consigne de courant $i_q^{\#}$ à asservir afin que le courant i_q désiré soit produit par la machine.*

Remarque 7. *La présence d'une charge τ_l constante est maîtrisée par l'action intégrale.*

3.1.3 Gestion des saturations

La norme de v_{dq} est physiquement contrainte, car cette quantité ne peut pas dépasser une certaine valeur $V_{\max}$ scalaire positive, qui dépend de l'amplitude de la source de tension et du choix de modulation. On a vu, section 3.1.1, que la MLI intersective permettait d'atteindre $V_{\max} = \frac{V_{\mathrm{DC}}}{2}$ et la MLI vectorielle $V_{\max} = \frac{V_{\mathrm{DC}}}{\sqrt{3}}$. Cela implique que, l'inégalité suivante[3] :

$$||v_{dq}|| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{\max}, \tag{3.25}$$

doit être vérifiée tout le temps.
Par ailleurs la norme des courants $||i_{dq}||$ est également limitée. En régime permanent, on a la contrainte suivante :

$$||i_{dq}|| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max}. \tag{3.26}$$

En régime transitoire, des pics de courants peuvent être acceptés par la machine. Cette contrainte dépend principalement de la capacité de refroidissement de la machine dont l'insuffisance pourrait l'endommager. On pourra se référer à la publication [18] issue des travaux de thèse de Jérémie Kreiss (section 1.3.2).

De (2.49), on déduit que en régime permanent, on a :

$$v_{dq} = Ri_{dq} + p\omega\mathcal{J}Li_{dq} + p\omega \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix}, \tag{3.27}$$

ainsi les contraintes de saturation (3.25) et (3.26) avec (3.27), donnent :

$$\begin{aligned} ||i_{dq}|| &\leq I_{\max}, \\ \left|\left| p\omega \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix} + (R + p\omega\mathcal{J}L)i_{dq} \right|\right| &\leq V_{\max}. \end{aligned} \tag{3.28}$$

On remarque que la contrainte de tension ne permettra pas, pour certaines vitesses, d'atteindre les courants maximums. Cette observation est illustrée figure 3.10, dans laquelle, le cercle bleu représente la contrainte sur les courants, alors que les contraintes de tensions sont représentées par les arcs de cercles en pointillés pour différentes vitesses ($\omega_1 < \cdots < \omega_4$).

Alors que le courant i_q est imposé par le couple moteur à fournir :

$$\tau_m = \frac{3}{2} p\phi_f i_q, \tag{3.29}$$

le courant i_d est libre. Le choix de la référence de ce dernier permet d'agir sur les tensions afin d'atteindre des vitesses plus élevées ou de produire un couple plus important. C'est ce qu'on appelle le défluxage (voir [104, 100, 73] pour citer quelques articles). En absence de défluxage, le courant i_d sera fixé à zéro. Cela permet de minimiser la consommation d'énergie dans le moteur qui est liée à la norme du courant $||i_{dq}||$.

Remarque 8. *Le schéma de commande proposé figure 3.7 avec le principe de boucle d'asservissement en cascade, peut paraître compliqué et augmenter le nombre de gains de commande à synthétiser. Ce schéma, a cependant l'avantage de permettre une bonne gestion à la fois des saturations sur les tensions qui sont les entrées de commandes mais également, des courants qui sont les états du système. Dans la littérature, beaucoup de travaux traitent la saturation des actionneurs [68]. Beaucoup moins, sont dédiés à la saturation de l'état.*

3. Cette inégalité est vraie pour l'utilisation de la transformation de Clarke (2.14) qui conserve l'amplitude des variables ce qui n'est pas le cas pour Concordia

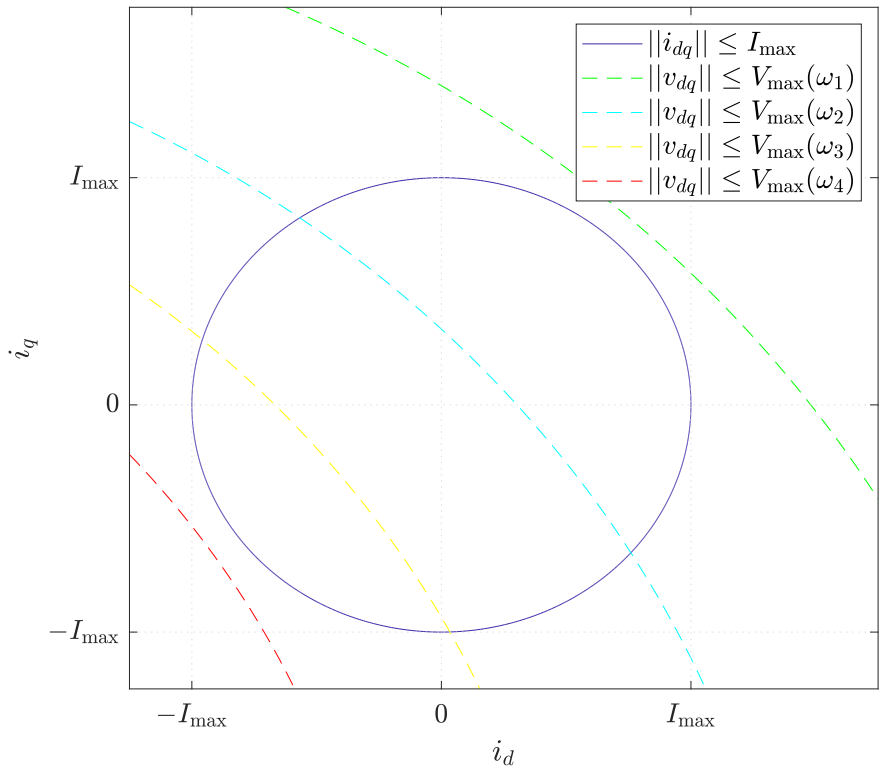


FIGURE 3.10 – Représentation des saturations dans un reprère i_{dq}.

Afin de saturer la norme des vecteurs de tensions v_{dq} et de courants i_{dq}, la solution adoptée ici est de conserver la direction des vecteurs. Autrement dit, de conserver la même proportion selon les axes d et q. Cette stratégie est représentée figure 3.11. Pour un vecteur quelconque x_{dq}, sa sortie saturée $\text{sat}(x_{dq})$, sera exprimée par :

$$\text{sat}(x_{dq}) = \begin{cases} x_{dq} & \text{si} \quad ||x_{dq}|| \leq X_{\max}, \\ \dfrac{x_{dq}}{||x_{dq}||} X_{\max} & \text{sinon.} \end{cases} \tag{3.30}$$

Remarque 9. *Dans certains cas, favoriser un axe plutôt que l'autre peut être avantageux. Par exemple dans le cas des courants, le courant selon l'axe q est propositionnel au couple moteur à fournir et pourrait être favorisé.*

Anti-saturation de l'action intégrale : la saturation d'un actionneur dans une boucle de commande incluant une action intégrale est un problème classique [39]. Lorsque l'entrée sature, le terme intégral continue à se charger alors que cela n'est pas nécessaire. La sortie de l'intégrateur est alors dite en « windup ». Différents algorithmes sont proposés pour traiter ce problème [79, 69]. Cependant, ils reposent pour la plupart sur des paramètres de réglages supplémentaires. A ce jour, résoudre des problèmes d'optimisation convexe en temps réel pour la synthèse des gains de l'anti-windup n'a pas été étudié dans notre approche. Nous proposons donc, ici, une solution facile à implémenter, sans gain supplémentaire à régler [83], représentée figure 3.12.

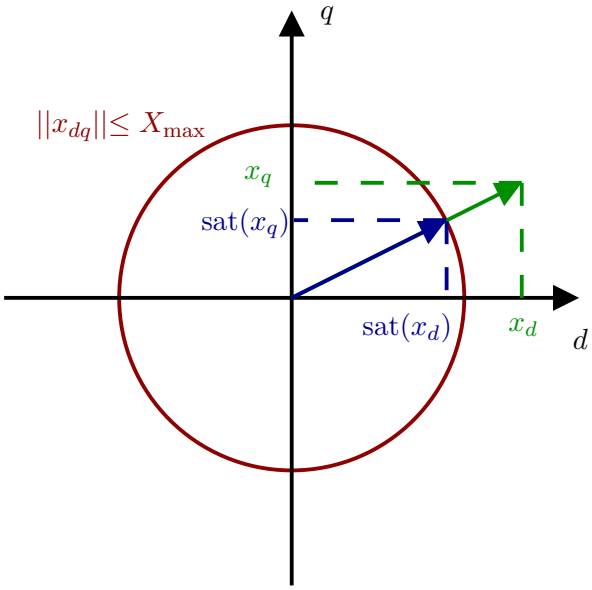


FIGURE 3.11 – Saturation de la norme.

L'action intégrale est activée ("enabled") si la sortie de contrôleur y_c n'est pas saturée, ou si y_c est saturée mais l'erreur à intégrer aiderait la commande à quitter la saturation. Lorsque l'action intégrale est désactivée, la valeur de sa sortie est maintenue. On retrouve dans la littérature cette solution sous le nom d'intégration conditionnelle [83] ou verrouillage de l'intégrateur (integrator clamping en anglais).

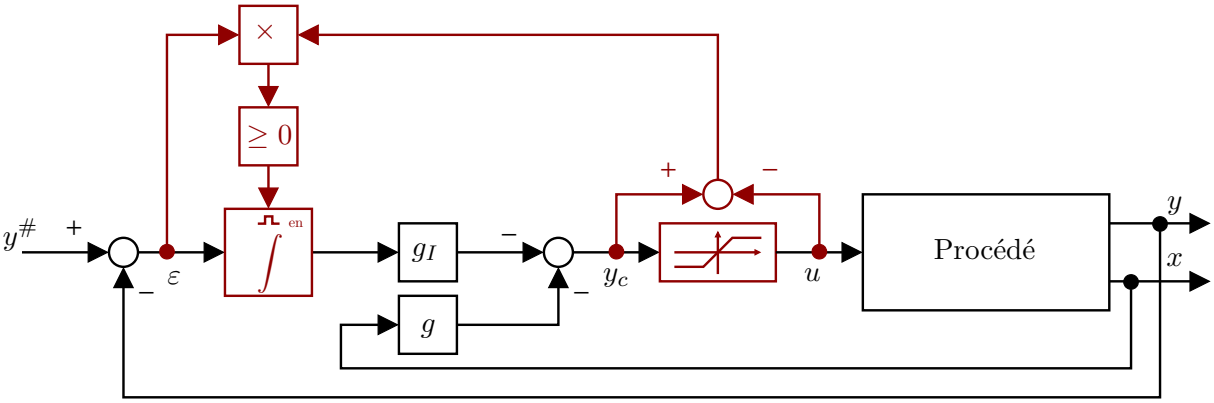


FIGURE 3.12 – Schéma de "clamping" de l'intégrateur.

3.2 Prototypage rapide de loi de commande RCP

L'outil MPLAB device blocks for Simulink ajoute à Simulink Coder la possibilité de cibler plus de 500 microcontrolleurs Microchip (dsPIC, PIC32, SAM). Cet outil nécessite un compilateur XC16 ou XC32 pour compiler le code généré, et l'outil MPLAB X pour programmer la puce

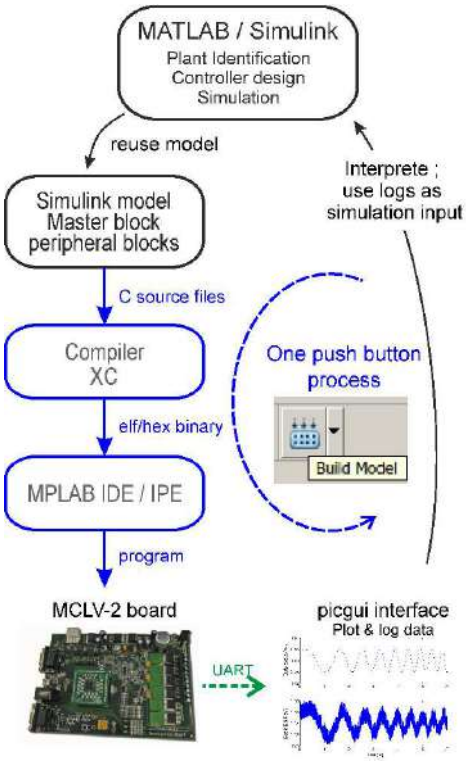


FIGURE 3.13 – Schéma de prototypage rapide.

à partir de l'interface Simulink en cliquant simplement sur le bouton "build" (voir figure 3.13).

De nombreux travaux dans la littérature présentent des solutions RCP, cependant, ils visent généralement une carte ou une plateforme dédiée, et ne proposent pas de solution flexible permettant une analyse approfondie des problèmes de mise en œuvre : [55] (avec Lego Mindstorms NXT), [53], [58] (avec Arduino), [85] (avec un système Digital Signal Processing (DSP)), [70] (microcontrôleur 16 bits). D'autres travaux de RCP sont dédiés à des fins de recherche mais ils se concentrent généralement sur l'efficacité de l'algorithme de commande plutôt que de fournir une interface pratique pour analyser en détail les problèmes techniques liés au codage matériel : [60] (dsPIC Digital Signal Controllers (DSCs)), [84] (RTAI-Lab).

Les raisons pour lesquelles nous avons choisi l'outils MPLAB device blocks for Simulink sont les suivantes :

- cible des puces et non des cartes de démonstration, donc plus flexible et utilisable sur des prototypes "faits" maison,
- met en œuvre un ordonnancement temps-réel à taux monotone (en anglais, rate-monotonic scheduling), qui facilite l'utilisation de modèles avec plusieurs périodes d'échantillonnage, (d'autres solutions, nécessitent de configurer des timers et ne supportent pas le multi-tâche),
- toute la chaîne compilation programmation est réalisée directement depuis matlab, sans ouvrir un IDE, compilateur etc...
- dispose d'outils pour mesurer le temps de calcul,
- les blocs périphériques ne sont pas bloquants (exemple, l'ADC récupère juste le résultat de la précédente conversion avant de lancer la prochaine qui se fait en tache de fond)
- possède un système de synchronisation de l'ADC (soit par compteur, soit sur la MLI).

FIGURE 3.14 – Carte de démonstration MCLV-2.

Microcontrôleurs	DSC dsPIC33EP256MC506	DSC ATSAME54P20A
Architecture	16-bit dsPIC DSC	32-bit ARM Cortex-M4
Vitesse CPU (MIPS)	70	120
FPU	Non	Oui
Taille de mémoire programme (KB)	256	1024
ADC	10bits (multi-mesure)	12 bits
Prix à l'unité	5.74 €	7.39 €

TABLE 3.1 – DSCs utilisés.

La base de temps est synchronisée sur la mesure de l'ADC,

- possède un outil de visualisation des données (picgui) léger et robuste.

Enfin, les travaux décrits dans ce chapitre sont issus d'une collaboration de longue date avec Lubin Kerhuel qui développe cette solution.

3.2.1 Matériel utilisé

Carte de commande moteur faible tension : les exemples proposés dans ce manuscrit utilisent une carte de démonstration MCLV-2 (Motor Control Low-Voltage) représentée figure 3.14. Cette carte est une solution peu onéreuse pour le développement d'applications de commande de MSs. La carte permet de recevoir les modules enfichables de commande de moteur à 100 broches (PIM) de Microchip tel que les DSC dsPIC33EP256MC506 ou ATSAME54P20A que nous utiliserons dans ce manuscrit. La carte est capable de contrôler des moteurs allant jusqu'à 48V et 4.4A, avec plusieurs canaux de communication, tels que, uart-USB, CAN, LIN et RS-232.

DSC : afin de montrer l'efficacité des différents algorithmes proposés, le DSC dsPIC33EP256MC506 ou le DSC ATSAME54P20A, seront utilisés. Les principales caractéristiques des microcontrôleurs sont données dans le tableau 3.1. La principale différence, est que le premier DSC est un 16-bit sans Floating Point Unit (FPU) alors que le second est un 32-bit avec FPU. L'objectif, avec ces deux DSCs, est de montrer que les lois de commande avancés que nous développons sont facilement adaptables aux différents DSC pour des coûts de mise en œuvre modérés.

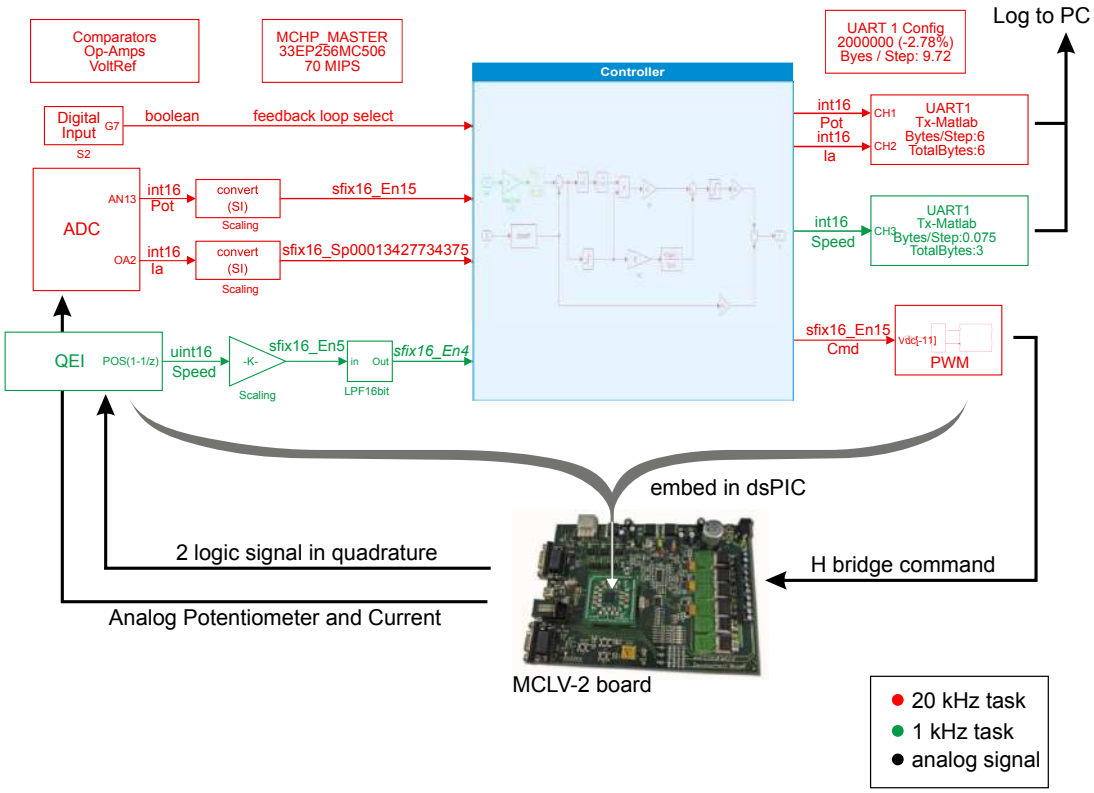


FIGURE 3.15 – Exemple de programme Simulink temps réel sur un moteur à courant continu.

3.2.2 Programmation temps réel

Les simulations sont généralement réalisées en temps continu. Le logiciel embarqué temps réel, ne met pas en œuvre un tel solveur donc, un contrôleur équivalent temps discret doit être utilisé. Avec un modèle en temps discret, il est possible d'exécuter un modèle multi-"rate" qui exécute les blocs à des fréquences différentes. L'exécution de ce modèle peut se faire soit en utilisant un ordonnanceur multi-tâches (option par défaut), soit un ordonnanceur simple-tâche.

Dans un programme **simple-tâche (single-tasking)**, le temps est divisé en période de base correspondant à la période de la tache la plus rapide. La tache la plus rapide ainsi que toutes autre tâches commencées à une période doivent être terminées avant la fin de cette période afin de respecter les contraintes temps réel. C'est une contrainte forte sur les taches les plus lentes qu'il peut être nécessaire de découper en multiple tâches dont on décale l'exécution dans le temps.

En mode **multi-tâches (multi-tasking scheduler)**, l'ordonnanceur mis en œuvre, a un ordonnancement à taux monotone (rate-monotonic scheduling) pour lequel la tâche devant être exécutée à la fréquence la plus rapide a la priorité la plus élevée et interrompt les tâches de priorité inférieure chaque fois que c'est nécessaire. Cette ordonnanceur multi-tâches a une règle de priorité simple qui convient bien à l'automatique. En effet cette contrainte par rapport à un système multi-tâches classique permet de simplifier l'implémentation et par extension le temps d'exécution.

Dans Simulink chaque tâche est représentée avec une couleur différente sur l'interface. Un exemple de schéma Simulink dans la cas de la commande d'un moteur à courant continu est représenté figure 3.15.

3.2.3 Outils d'analyse temporelle

Microcontroller Unit (MCU) overload Ce bloc détecte la surcharge. Une sortie numérique du bloc indique la ou les taches en surcharge du programme embarqué. Une broche physique peut être utilisée pour détecter une surcharge *via* une LED ou un oscilloscope. La sortie de la broche fonctionne de manière asynchrone : la broche est à l'état haut, dès qu'une surcharge se produit et n'est jamais réinitialisée par le bloc de charge du DSCs.

CPU Load Le bloc mesure la charge totale du DSC. Il fournit la charge en mettant à l'état haut la broche qui lui est assignée. Le bloc peut également mesurer la charge DSC. Le temps de charge mesuré doit être égal ou inférieur au temps d'échantillonnage du bloc. Il convient de noter qu'une charge de 100 % sur un pas de temps (par exemple dans la figure 3.16 de 0 à 50 μs), ne signifie pas qu'une surcharge a lieu.

Task State Le bloc permet de représenter l'état d'exécution d'une tâche sélectionnée *via* une broche de sortie. Chaque tâche bascule sa broche respective à l'état haut lorsqu'elle démarre et rétablit cette broche à l'état bas une fois l'exécution terminée.

La figure 3.16 représente l'analyse temporelle d'un programme multitâche. Une broche est pilotée par le bloc 'CPU load' et deux broches sont pilotées par le bloc 'task state'. Les broches indiquent respectivement l'état du CPU (courbe noire où 1 est l'état occupé et 0 est l'état inactif), la tâche rapide D1 (rouge) et la tâche lente D2 (vert).Le graphique inférieur est un agrandissement illustrant la préemption de la tâche de priorité plus élevée D1 sur la tâche de priorité inférieure D2. On note que l'état de la broche de tâche D2 lente, n'est pas effacé lors de la préemption mais qu'il l'est, exclusivement, lorsque la tâche est terminée. La zone ombragée dans les tâches D1 et D2 montre l'exécution du processeur sur chaque tâche.

3.2.4 Calcul en virgule fixe

Pour les DSC ne possédant pas d'unité de calcul flottant (FPU) comme c'est la cas pour le dsPIC33, les calculs en virgules fixes sont à favoriser pour les tâches les plus rapides. Les calculs en virgules flottantes peuvent cependant être utilisées pour les tâches lentes. Matlab/Simulink fournit une boite à outils (Fixed-Point Designer) qui aide à sélectionner l'échelle des variables en virgule fixe.

Mise à l'échelle : Simulink n'est pas limité aux valeurs en virgules flottantes et aux valeurs en virgules fixes classique (notées Qx.xx) dans la plage $[-1\ 1]$ ou $[0\ 1]$. La base de données virgules fixes de Simulink est très flexible, le Least Significant Bit (LSB), peut représenter n'importe quelle quantité. Par exemple, si on utilise un nombre en virgule fixe signé 16 bits (Q1.16), le LSB représenterait la quantité 2^{-15}. Autre exemple, la sortie des blocs sinus et cosinus Simulink fournit une valeur de sortie de 16 bits avec un LSB représentant 2^{-14}, permettant de représenter la valeur dans l'intervalle $[-2, 2-2^{-14}]$, incluant ainsi la valeur 1.

3.2.5 Efficacité du code

Les périphériques sont traités en arrière-plan *via* des interruptions. Les blocs des périphériques d'entrée ne sont donc pas bloquants car ils n'ont qu'à lire le dernier résultat obtenu à partir de ce périphérique ; en gardant le temps CPU dédié à l'algorithme de contrôle. Par exemple, le pas de temps de base (time step) est généralement déclenché par l'interruption de fin de conversion du bloc ADC. Ainsi, lorsque le bloc ADC est évalué dans l'algorithme, les

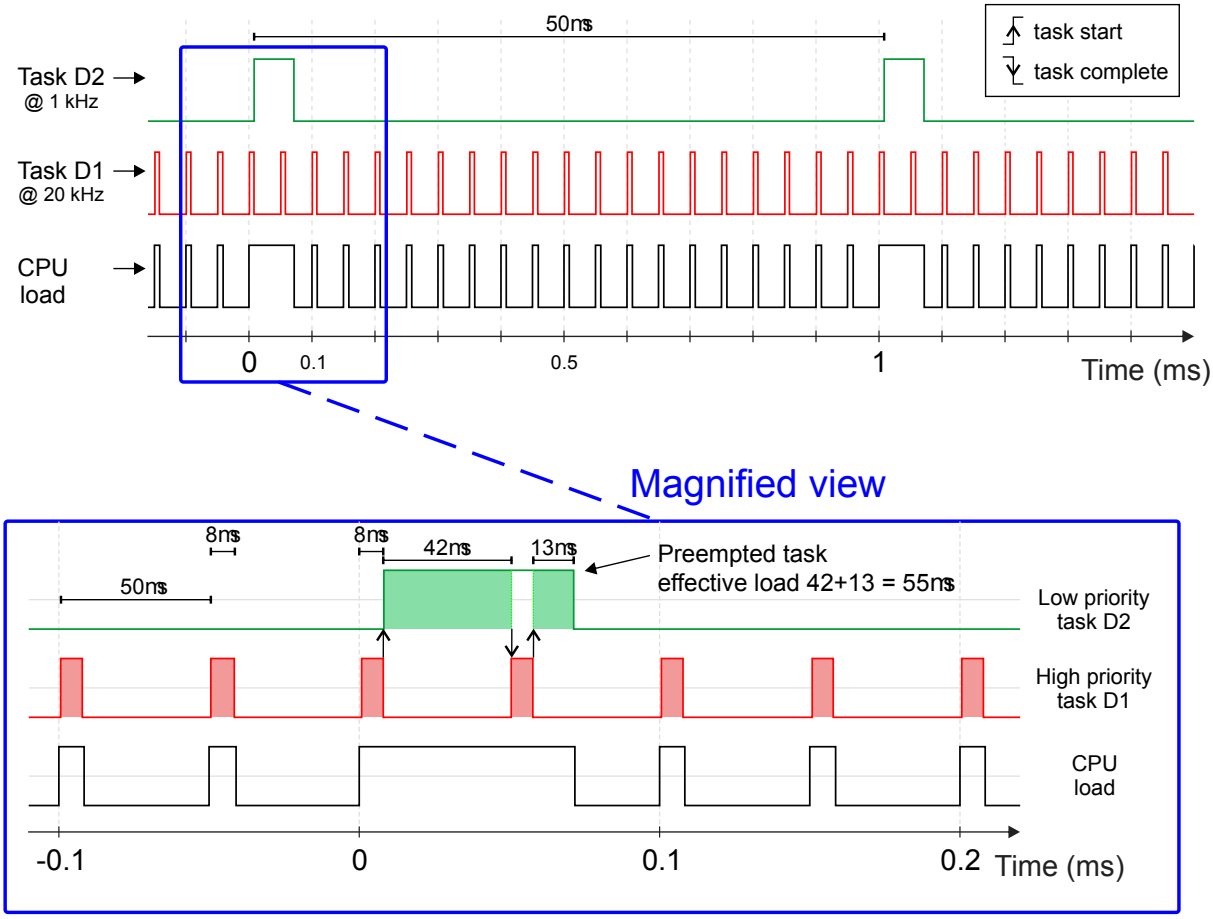


FIGURE 3.16 – Multi-tasking rate monotonic scheduler.

résultats de la conversion sont déjà disponibles. Le bloc ADC n'a pas à attendre une séquence d'échantillonnage, ni la séquence de conversion suivante. La même remarque vaut pour d'autres blocs périphériques comme la transmission/réception UART, les blocs SPI ou I2C...

3.2.6 Remplacement de code

Cette fonctionnalité Matlab permet de remplacer le code des blocs Simulink standards par un code optimisé pour la cible, afin de bénéficier de l'architecture matérielle optimisée de la cible comme son unité DSP ou d'un jeu d'instructions spécifiques. Le remplacement de code est implémenté pour les opérations courantes telles que, l'arrondi, la saturation et quelques opérations sur les matrices. Il est également implémenté pour des fonctions telles que les fonctions racine carrée, sinus et cosinus, lorsqu'il est utilisé avec une entrée en virgule fixe.

3.3 Résultats expérimentaux

3.3.1 Description de l'expérience

Afin d'illustrer le comportement de la loi de commande embarquée et le prototypage rapide détaillé dans ce chapitre, nous proposons ici des résultats expérimentaux sur le banc d'essai représenté figure 3.17. Il s'agit de deux moteurs Teknic N23 (moteur présenté figure 2.11b) pour

les lesquels les arbres sont accouplés. Cela permet à un moteur de fournir un couple résistant, alors que l'autre assurera l'asservissement de vitesse. Ce moteur est utilisé dans ce chapitre plutôt que le moteur Hurst (moteur présenté figure 2.11a) car l'encodeur, avec 1000 tops par tours, est plus précis.

FIGURE 3.17 – Banc moteurs Teknic accouplés mécaniquement.

La stratégie de commande est testée en utilisant les trajectoires d'un benchmark industriel issues de [56]. La trajectoire de référence est représentée figure 3.18. La figure supérieure représente la vitesse de référence $\omega^{\#}$ que le moteur de source doit suivre, alors que la figure inférieure représente le courant de référence $i_q^{\#}$ image de couple de charge, que le moteur de charge doit produire. La trajectoire de référence est divisée en 5 phases :

- à l'état initial, la vitesse et la charge sont nulles.
- la vitesse augmente linéairement ensuite jusqu'à 25% de la vitesse maximum du moteur. Cela permet de montrer le comportement de la loi de commande à vitesse réduite.
- un courant de charge de $2A$ est appliqué pour montrer la robustesse, $2A$ représentant la moitié du courant maximum que la carte de puissance peut fournir
- la vitesse augmente linéairement jusqu'à la vitesse nominale : $250 rad.s^{-1}$
- un courant de charge de $2A$ est appliqué à nouveau.

Afin de montrer le caractère générique de l'approche la même loi de commande est réalisée sur les deux microcontrôleurs présentés table 3.1. La loi de commande est programmée en virgule fixe sur dsPIC et en virgule flottante sur SAME5.

3.3.2 Résultats obtenus

Le schéma Simulink pour cette expérience est donné figure 3.19. Pour cette loi de commande, la fréquence d'échantillonnage F_s est fixée $10kHz$ et la MLI est réglée avec une fréquence de $20kHz$. Les gains de commande sont calculés en imposant la pulsation naturelle et l'amortissement à l'aide des polynômes caractéristiques (3.17) et (3.23). Il sont calculés en tâche de fond directement sur le microcontrôleur afin de pouvoir être mis à jours en cas de changement de moteur.

Sur la figure 3.19, on retrouve le code couleur mettant en évidence les 6 différentes tâches gérées par l'ordonnanceur. La couleur verte correspond à la tâche de commande échantillonnée à $10kHz$.

La trajectoire définie figure 3.18, appliquée sur le banc avec les deux DSCs et les résultats sont donnés figure 3.20. Le suivi de vitesse et le rejet de perturbations sur les deux plateformes

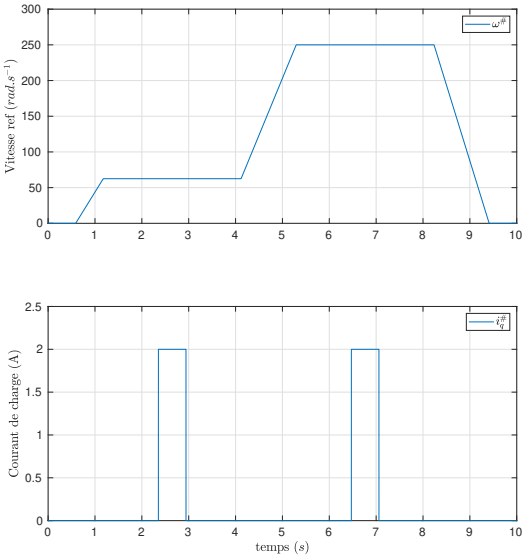


FIGURE 3.18 – Trajectoires de référence.

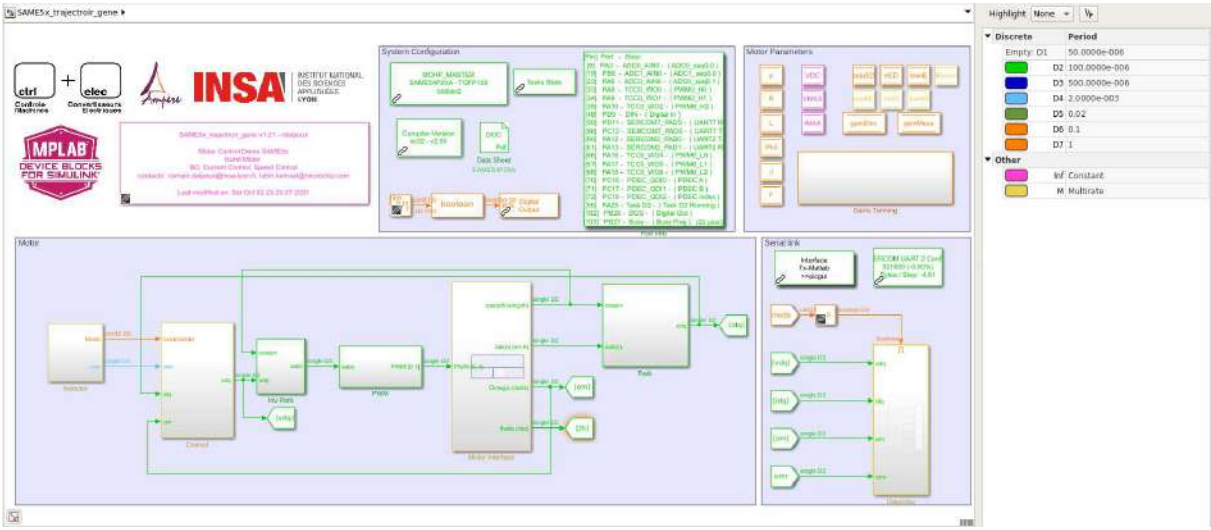
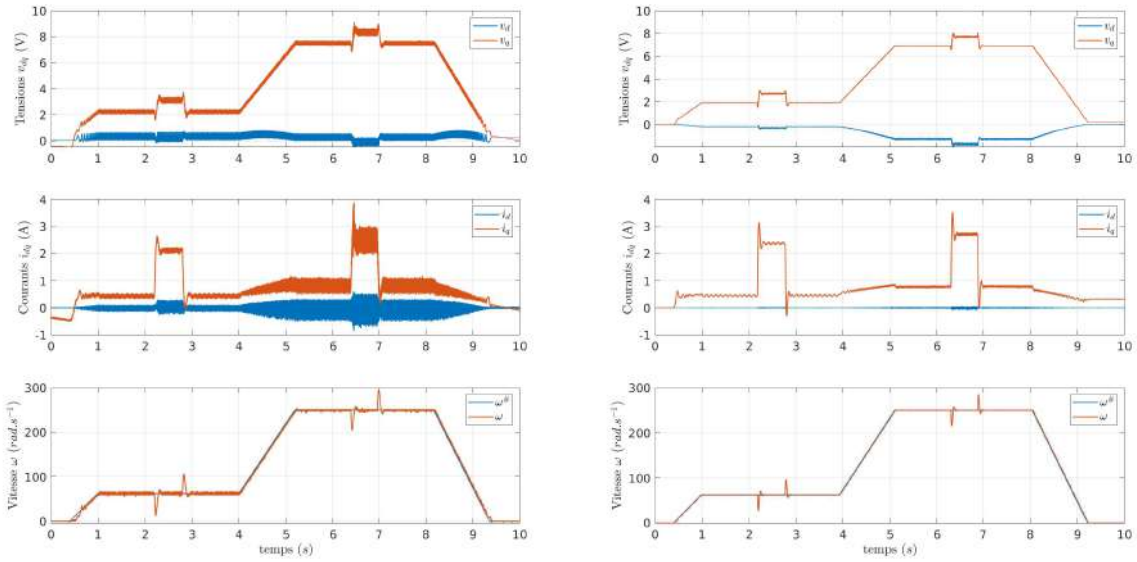


FIGURE 3.19 – Schéma Simulink de la commande vectorielle sur puce SAME5.

sont plutôt similaires. On retrouve cependant plus de bruit sur la figure 3.20a avec le dsPIC. On peut citer plusieurs raisons à ce bruit :

- l'ADC du dsPIC est moins précis (10 bits pour le dsPIC et 12 bits pour SAME5),
- le dsPIC est programmé à partir de variables 16 bits alors que le SAME5 32 bits, ainsi, le bruit de quantification est plus présent avec la première solution,
- malgré une boîte à outils virgules fixes efficace sous Matlab, la programmation est contrainte. La possibilité de pouvoir modifier les gains de commande, apporte un certain conservatisme dans la choix des plages de données représentables par une variable 16 bits. Ceci



(a) commande vectorielle dsPIC33, (b) commande vectorielle SAMx5,

FIGURE 3.20 – Résultats de la commande embarquée sur différentes cibles.

entraîne une perte de précision.

- la commande linéarisante (3.8) pâtit également d'une perte de précision en virgule fixe.

Enfin, la figure 3.21 représente le temps d'exécution de la tâche de commande (tâche la plus critique) exécutée sur les deux architectures. On observe que la loi de commande vectorielle décrite section 3.1 comprenant :

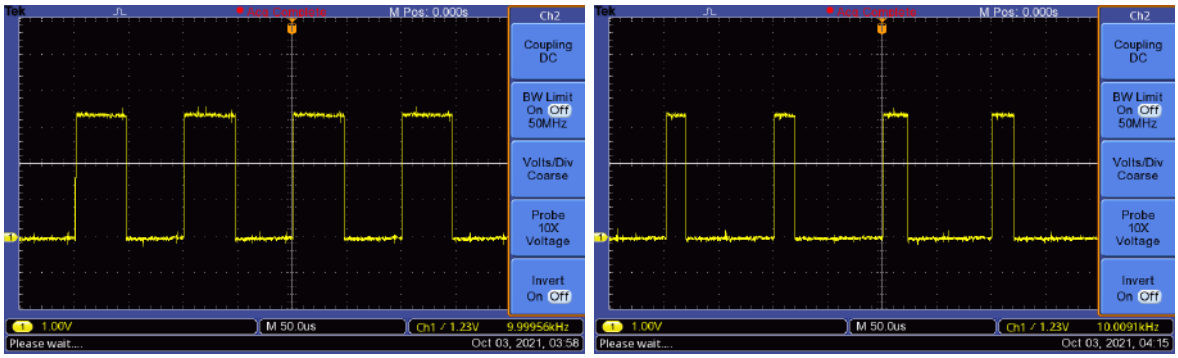
- la gestion de la MLI vectorielle,
- une boucle d'asservissement interne pour la dynamique électrique,
- un boucle d'asservissement externe pour la dynamique mécanique,
- la gestion des saturations par "clamping",

est calculée en $48\mu s$ pour le dsPIC et $24\mu s$ sur le SAME5 avec les mêmes options d'optimisation sur les deux compilateurs XC16 et XC32. Cela représente respectivement 48% et 24% de la charge CPU.

Les expérimentations présentées ici, montrent que l'approche proposée est efficace tant en terme de performances au sens de l'automatique (robustesse, précision), que en terme de charge de calculs. Les résultats présentés ici montrent que l'aspect générique apportée par la prototypage rapide à l'aide de Matlab/Simulink permet de conserver des taux d'occupation CPU raisonnables et d'utiliser des DSC adaptées.

3.4 Mise en œuvre dans le cadre d'une application industrielle

La loi de commande développée en prototypage rapide dans ce chapitre a été mise en œuvre également sur le projet de freins électriques dans le cadre de la collaboration industrielle avec la société CBI, projet présenté dans la section 1.5. Dans le cadre de ce projet, la société CBI a développé le système mécanique de freinage. Le laboratoire a apporté son savoir faire en terme de



(a) temps d'exécution sur dsPIC33, (b) temps d'exécution sur SAMx5,

FIGURE 3.21 – Temps d'exécution de la tâche rapide.

synthèse de loi de commande et de prototypage rapide. La collaboration entre les deux équipes a permis de développer le matériel et le logiciel à l'interface entre les deux expertises. Nous avons travaillé ensemble sur le dimensionnement du moteur et le développement d'une électronique de puissance adaptée au cahier des charges imposé par l'industriel en promouvant l'approche de prototypage rapide développée dans ce chapitre.

A partir de la consigne de freinage issue de réseau Controller Area Network (CAN) du véhicule, la totalité de la stratégie de commande représentée figure 3.22 a été embarquée sur le prototype développé en collaboration, représenté figure 3.23.

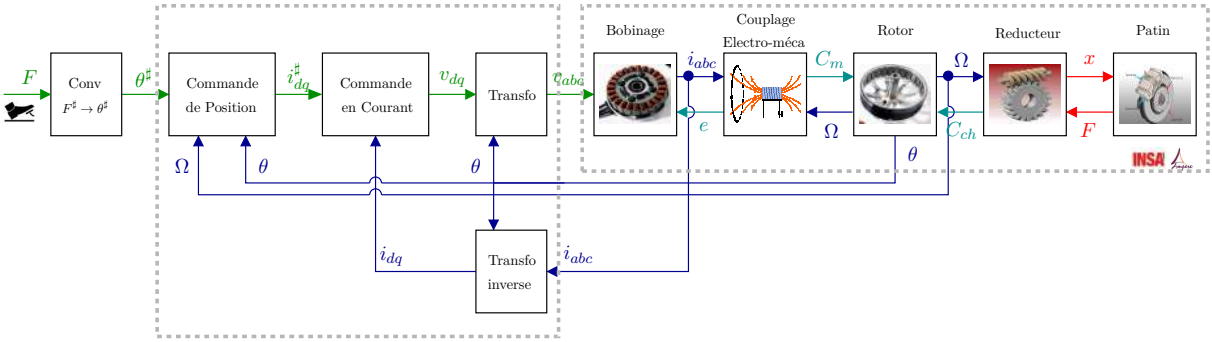
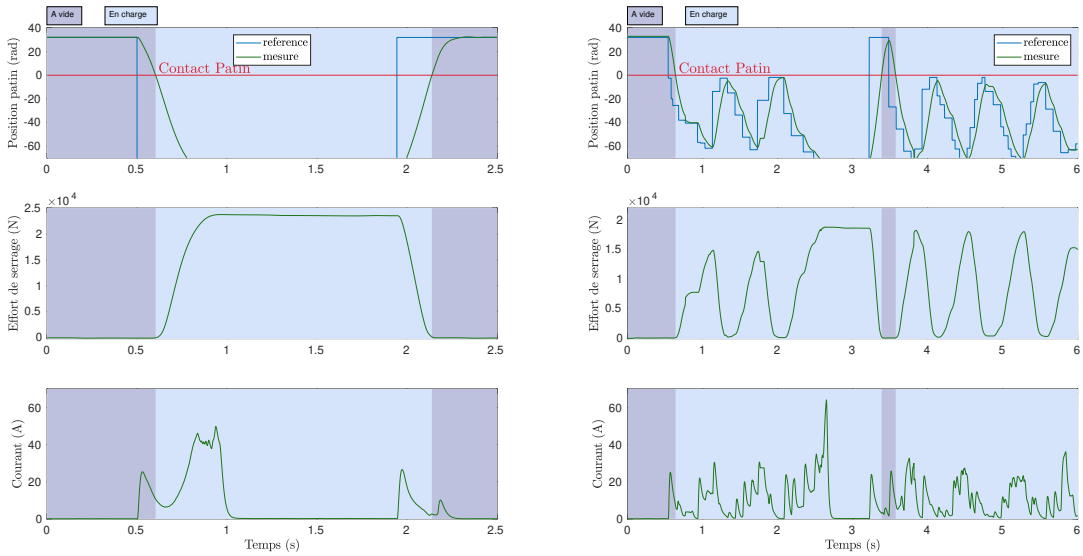


FIGURE 3.22 – Stratégie de commande mise en œuvre.

Des essais expérimentaux réalisés sur un véhicule de tourisme en novembre 2019, sont représentés figure 3.24. La figure 3.24a montre les résultats d'un serrage et desserrage du frein sur sol à forte adhérence, tandis que la figure 3.24b illustre le déclenchement du système Anti-lock Braking System (ABS) lors de la perte d'adhérence. La stratégie de commande développée dans le cadre de cette collaboration répond aux critères de performances dynamiques et statiques définis et attendus par la constructeur.

(a) face arrière, (b) face avant sans moteur, (c) face avant avec moteur,

FIGURE 3.23 – Variateur développé en collaboration avec la société CBI.



(a) freinage sans perte d'adhérence, (b) freinage avec perte d'adhérence,

FIGURE 3.24 – Résultats expérimentaux des essais véhicules.

Conclusion

Dans ce chapitre, une méthodologie de prototypage rapide de loi de commande ciblant directement des puces industrielles a été présentée. Illustrée à travers la synthèse d'un asservissement de vitesse pour MSAP efficace, l'approche montre de très bons résultats. Notamment, cette méthodologie ne nécessite pas une charge supplémentaire de calcul importante et peut être déployée sur des puces sans surdimensionnement par rapport à une programmation en C classique. La plateforme expérimentale mise en place a pour vocation de montrer que des algorithmes de commandes avancées ne sont pas limités à la théorie ou à des calculateurs puissants, mais peuvent être mis en œuvre sur des cibles industrielles. L'approche proposée permet de prendre

en compte le plus tôt possible les contraintes temps réel dans la synthèse de loi de commande. Il est également facile, à tout moment, de comparer les résultats expérimentaux avec la simulation. Cette approche a déjà permis le développement d'algorithmes de commande avancés notamment dans le cadre de la thèse de Aboubacar Ndoye (section 1.3.3), ou pour des algorithmes d'identification des paramètres détaillés dans le chapitre 4. A plus long terme, le souhait est d'avoir une solution embarquée capable de piloter tous les types de moteurs présentés dans le Chapitre 2 et notamment les machines à réluctance variables étudiées dans la thèse de Laurent Schuller (section 1.3.4). Cette notion de pilotage inclue ici la commande, l'observation et l'identification voir le diagnostique.

Chapitre 4

Identification sans capteur mécanique

Sommaire

4.1 Modèle de référence de la machine 78
4.2 Identification en ligne avec capteurs 81
4.2.1 Identification par moindres carrés 81
4.2.2 Identification des paramètres électriques 82
4.3 Identification sans capteur mécanique 84
4.3.1 Modélisation sans capteur mécanique 85
4.3.2 Identification sans capteur mécanique 86
4.3.3 Suivi de trajectoire sans capteur 88
4.3.4 Résolution numérique embarquée sur microcontrôleur 89
4.3.5 Résultats expérimentaux 90
4.4 Conclusion 92

Introduction

En vue de proposer une solution embarquée de commande de moteur, il semble nécessaire de mettre en œuvre des solutions d'identification embarquées également. La volonté de ce travail est d'être en mesure d'extraire toutes les données paramétriques, plus spécifiquement les paramètres électriques, du moteur avec son variateur sans avoir de connaissance de cette machine *a priori* et sans le besoin d'un banc de caractérisation particulier. On se limite aux paramètres électriques car ils sont nécessaires pour assurer une commande en courant qui permet d'assurer le fonctionnement du moteur sans dommage. L'identification des paramètres mécaniques n'est pas traitée ici.

Dans la littérature, l'estimation des paramètres de machines synchrones a été réalisé par exemple dans [110], [94] et [96] lorsque l'information de position est connue. En l'absence de capteur mécanique, on trouve des solutions à l'arrêt [98] ou, des solutions basées sur de observateurs qui permettent l'identification jointe de la position et de la résistance seulement [34].

Dans la cadre de ce travail, il était important de trouver des solutions à mettre en œuvre en amont pour la caractérisation de nos bancs. L'objectif était de caractériser l'ensemble moteur-variateur, afin d'en extraire les informations dans l'environnement cible. Cette solution tirée des

travaux de [59] permet d'obtenir des paramètres de référence pour la machine. Cependant, ces résultats nécessitent de mettre le moteur sur un banc spécifique, avec une charge capable de faire tourner la machine à une vitesse précise.

Pour les MSAP, la procédure de caractérisation précédente a permis de valider les modèles décrits avec détails dans la section 2 et de mettre en œuvre des algorithmes d'identification développés lors de ma thèse en collaboration avec Marc Bodson, professeur à l'université de l'Utah (U.S.A) et Thierry Floquet, directeur de recherche au laboratoire CRIStAL [10]. Ces travaux proposent une solution d'identification des paramètres du moteur sans capteur mécanique. Cette approche est pertinente car elle permet d'obtenir les paramètres indépendamment du capteur de position qui peut varier d'une application à une autre ou même, être absent. Initialement proposé hors ligne, la collaboration avec Lubin Kerhuel de Microchip et le développement de la solution de prototypage rapide sur microcontrôleurs industriels décrite dans le chapitre 3, ont permis de proposer une solution embarquée pour ces algorithmes.

Dans ce chapitre, nous développons les différentes solutions d'identification mises en œuvre hors ligne, en ligne avec capteur mécanique et sans capteur mécanique. Les résultats de ces travaux reportés dans ce chapitre sont développés pour les MSAP à aimants en surface. Le banc moteurs utilisé est représenté figure 4.1.

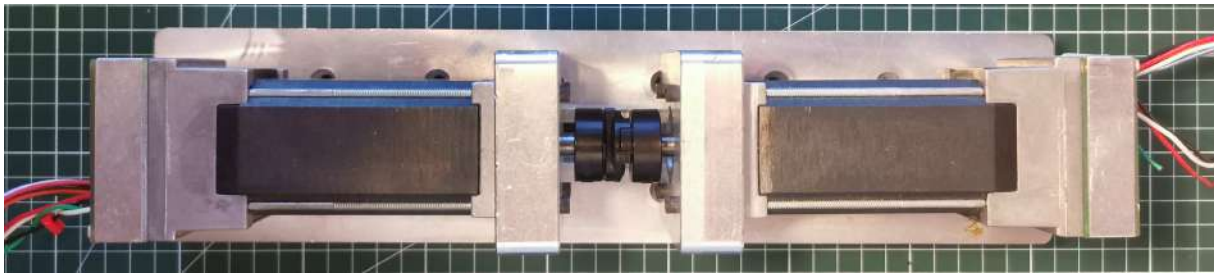


FIGURE 4.1 – Banc moteurs Hurst accouplés mécaniquement.

4.1 Modèle de référence de la machine

La procédure d'identification [59] détaillée dans l'Annexe B est appliquée sur le moteur représentée figure 4.1. Afin de connaître les paramètres de l'ensemble moteur-variateur, la procédure est embarquée sur le microcontrôleur de la carte MCLV-2 (voir figure 3.14). Cela permet, par exemple, de prendre en compte lors de l'identification, d'éventuelles variations de la résistance ou de l'inductance causées par la longueur des fils, des variations qui pourraient être causées par des erreurs sur les conversions des ADC (biais, offset). L'objectif, ici, est d'obtenir les paramètres sur la cible finale.

Appliqué à la MSAP, il est nécessaire de réaliser un maillage dans le repère dq qui prend en compte les contraintes (3.26) sur les courants. En mode moteur, cette contrainte se traduit par la zone représentée figure 4.2. Les données relevées à 200 rad/s sont tracées figure 4.3 et les résultats de l'identification figure 4.4. La linéarité des paramètres pour toutes la gamme de courants i_{dq}, permet de valider le modèle de la MSAP (2.38) avec des inductances L_d et L_q constantes. On a :

$$\lambda_{dq} = L_{dq} i_{dq} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{4.1}$$

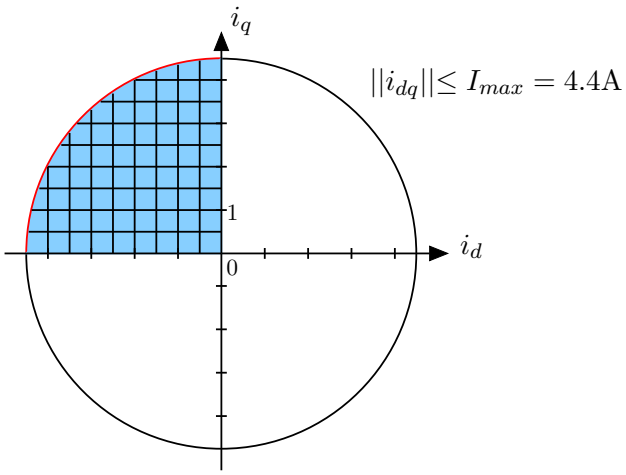


FIGURE 4.2 – Maillage dans le repère i_{dq} pour une MSAP.

Paramètres du moteur Hurst	Constructeur	Cartographie
Résistance R (Ω)	0.285	X
Inductance L_d (mH)	0.32	0.43
Inductance L_q (mH)	0.32	0.44
Inductance L (mH)	0.32	0.435
Constante FEM ϕ_f(mWb)	6.8	7.6

TABLE 4.1 – Paramètres électriques identifiés hors ligne.

L'expérience a été répétée pour différentes vitesses et montre des résultats similaires. Les paramètres de référence du moteur sont reportés dans le tableau 4.1. Par la suite on supposera que le moteur n'a pas de saillance avec $L = L_d = L_q = 0.435$mH, ce qui nous permet de valider le modèle (2.49a). On note que les résultats sont du même ordre de grandeur que les résultats fournis par le constructeur. A noter que les paramètres identifiés ici prennent en compte l'ensemble système contrôleur.

Cette identification donne de bons résultats. Cependant, elle nécessite de faire des essais en charge avec un banc *ad hoc*. Elle ne permet pas une utilisation en situation dans l'application visée qui permettrait de prévenir les variations de paramètres. Nous proposons donc d'embarquer les procédures d'identification issues de [10] dans le variateur.

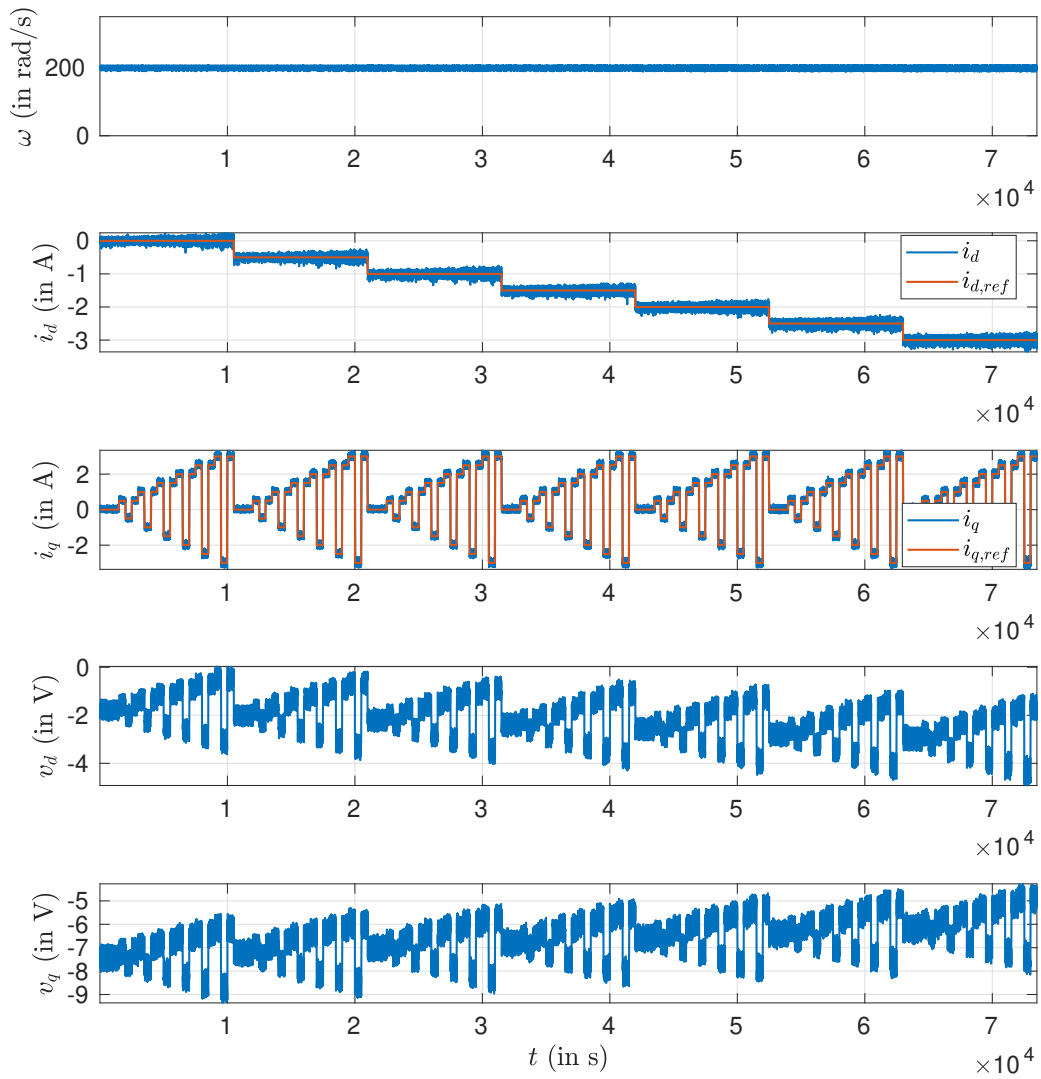


FIGURE 4.3 – Données expérimentale mesurée à 200 rad/s.

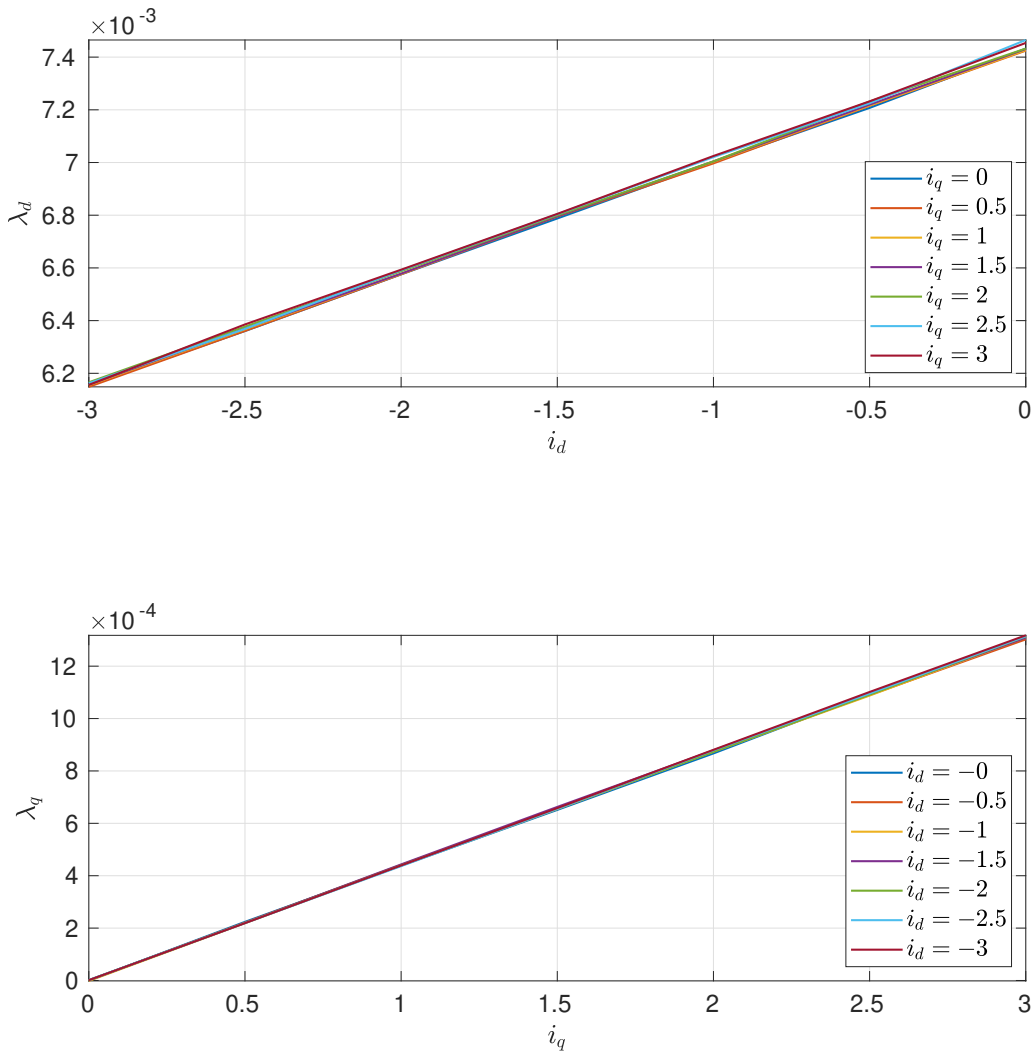


FIGURE 4.4 – Estimation du flux magnétique à 200 rad/s.

4.2 Identification en ligne avec capteurs

4.2.1 Identification par moindres carrés

Le cœur de la procédure d'identification présentée dans cette section, est l'algorithme des moindres carrés [110, 115]. Il est appliqué lorsque les équations sont linéaires par rapport aux paramètres à estimer. Plus précisément, supposons que :

$$y[n] = W[n]^{\intercal}\Theta_{nom}, \tag{4.2}$$

où y est le vecteur de sortie, W est la matrice de régression, et Θ_{nom} est le vecteur des paramètres nominaux (inconnus). À partir des mesures de y et W, l'objectif est de déterminer Θ, une estimation du vecteur de paramètres nominaux Θ_{nom}. L'équation d'erreur est obtenue en soustrayant la sortie estimée $W^T\Theta$ à la sortie y :

$$e[n] = y[n] - W[n]^T\Theta. \tag{4.3}$$

Par définition, l'erreur résiduelle est la somme des normes au carré de l'erreur, sur un intervalle $[1, N]$, où N est le nombre de données.

$$\begin{aligned} R_e(\Theta) &= \sum_{n=1}^{N} \|e[n]\|^2, \\ &= \sum_{n=1}^{N} \|y[n] - W[n]\Theta\|^2 = R_y - 2R_{Wy}^{\intercal}\Theta + \Theta^{\intercal}R_W\Theta, \end{aligned} \tag{4.4}$$

avec

$$R_y = \sum_{n=1}^{N} y[n]^{\intercal}y[n], \quad R_{Wy} = \sum_{n=1}^{N} W[n]^{\intercal}y[n], \quad R_W = \sum_{n=1}^{N} W^{\intercal}[n]W[n].$$

Pour toutes valeurs de Θ, $R_e(\Theta)$ est appelé l'erreur résiduelle. L'estimation moindres carrés est celle qui permet de minimiser l'erreur résiduelle. Elle est obtenue en fixant la dérivée de l'erreur résiduelle par rapport à Θ égal à zéro. Estimation Θ est donnée par :

$$\Theta = R_W^{-1}R_{Wy}. \tag{4.5}$$

4.2.2 Identification des paramètres électriques

Pour cette identification, on considère le modèle électrique de la MSAP en régime permanent. L'équation (2.49a) peut ainsi s'écrire :

$$\underbrace{v_{dq}}_{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} i_{dq} & p\omega\mathcal{J}i_{dq} & p\omega\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}\end{bmatrix}}_{W^{\intercal}} \underbrace{\begin{bmatrix} R \\ L \\ \phi_f \end{bmatrix}}_{\Theta}, \tag{4.6}$$

tel que l'identification des paramètres par moindres carrés (4.5) s'applique.

Pour cette identification il est important de relever des données moteur pour différents points de fonctionnement en régime permanent. Pour cela, on applique au moteur différents couples de tension v_{dq}. L'ensemble des tensions v_{dq} appliquées au moteur sont représentées figure 4.5.

Pour chaque jeu de données, les variables i_{dq}, v_{dq} et ω en régime permanent sont nécessaires afin de calculer les matrices y et $W^{\intercal}$ définies (4.5). Pour supprimer tous phénomènes transitoires, toutes les mesures sont enregistrées au moins sur une période mécanique et moyennées. Cela élimine tout composant de signal à la périodicité électrique ou mécanique, y compris les harmoniques du moteur, les harmoniques de temps mort de l'onduleur et les défauts de nature mécanique, tels que le désalignement et les excentricités. La valeur moyenne fourni un jeu de données pour les moindres carrés. La procédure est répétée pour chaque couple de tension v_{dq} figure 4.5.

Pour chaque nouveau jeu de données, la solution de l'estimation des paramètres (4.5) est calculée en temps réel. Cette solution est obtenu en utilisant un solveur de Cholesky, il résout

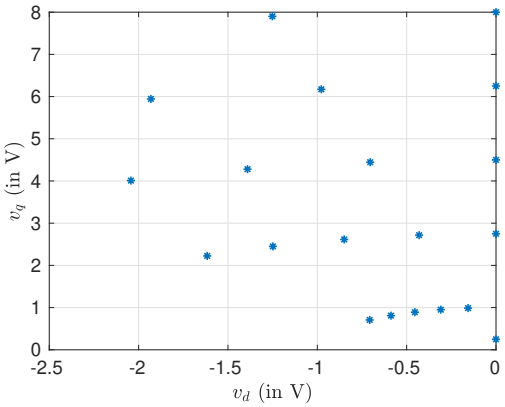


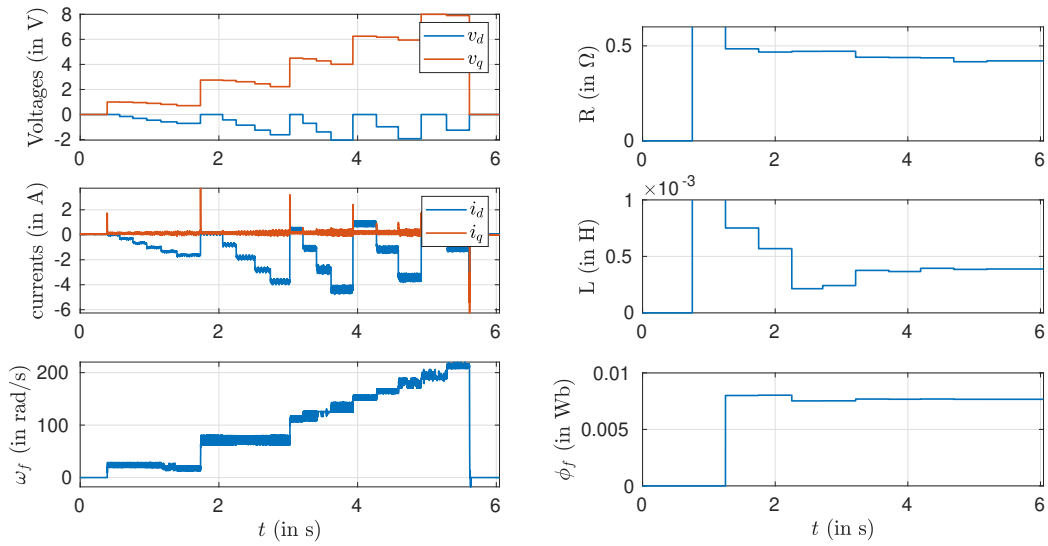
FIGURE 4.5 – Cartographie des tensions v_{dq} appliquées pour l'identification.

Paramètres du moteur Hurst	Moindres Carrées
Résistance R (Ω)	0.42
Inductance L (mH)	0.39
Constante FEM ϕ_f(mWb)	7.7

TABLE 4.2 – Paramètres électriques identifiés en ligne avec capteurs.

un système linéaire $R_W\Theta = R_{Wy}$ en appliquant la factorisation de Cholesky à la matrice R_W, carrée et hermitienne, définie positive.

Les données appliquées au moteur pour cette identification sont tracées figure 4.6a. L'exécution de l'ensemble des jeux de tension v_{dq} est exécutée en 6s. Ce temps comprend le temps nécessaire au système pour atteindre le régime permanent et calculer une moyenne sur les données. L'évolution des paramètres estimés est représentée figure 4.6b. Les résultats de cette identification sont reportés dans le tableau 4.2. On observe des résultats très proches de ceux identifiés précédemment (table 4.1) avec, en plus, une estimation de la résistance qui servira de référence pour l'identification sans capteur mécanique. L'utilisation de la solution MPLAB device blocks for Simulink dans cette application, a été primordiale. L'algorithme utilise plusieurs tâches, en parallèle, une rapide pour l'application des tensions moteur dans le repère dq (10kHz), une à 100Hz pour le filtrage et enfin une à 1 Hz pour l'inversion de la matrice R_W donnée (4.5). On trouve ici toute l'utilité du "rate-monotonic scheduling" mis en œuvre grâce à cette solution. De plus, l'utilisation de Matlab, a permis d'utiliser directement des blocs pour la résolution du problème tel que le bloc **Cholesky Solver** qu'il aurait était nécessaire de reprogrammer en C.



(a) données générées en ligne, (b) paramètres estimés en ligne,

FIGURE 4.6 – Résultats de l'identification en ligne pour le moteur hurst.

4.3 Identification sans capteur mécanique

Les résultats d'identification en ligne avec capteur présentés précédemment sont satisfaisants. En pratique cependant, l'utilisation du capteur n'est pas toujours évidente et nécessite de connaître ses caractéristiques (nombre de top...). De plus, dans certaines applications, ces dernières ne sont pas toujours présentes. Il semble donc utile de développer des approches d'identification de paramètres sans capteur mécanique. Cependant, en l'absence de capteur mécanique, la transformée de Park n'est pas utilisable car elle requiert une bonne connaissance de la position de l'arbre moteur comme représentée sur la figure 4.7. Ces travaux développés dans le cadre de ma thèse [10] sont, ici, embarqués sur microcontrôleur.

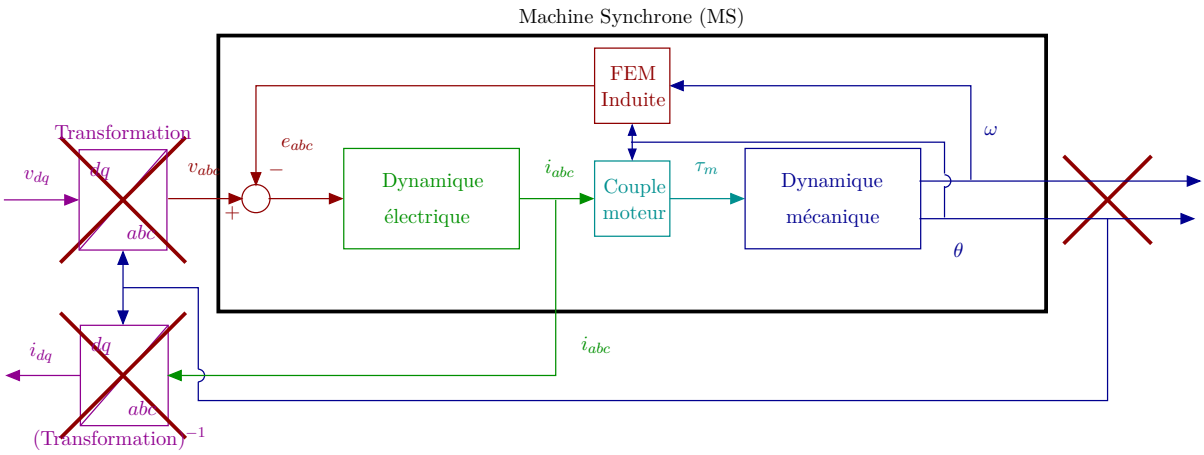


FIGURE 4.7 – Transformée de Park sans capteur.

4.3.1 Modélisation sans capteur mécanique

En l'absence de la connaissance de la position, celle-ci peut être remplacée dans le transformation de Park par un paramètre θ_r. Ce dernier peut être interprété comme une position de référence que le moteur devrait suivre. La transformée de Park (2.28) devient :

$$x_{dq,r} = P(\theta_r)^{-1} x_{\alpha\beta}, \tag{4.7}$$

et la transformée de Park inverse (2.29) :

$$x_{\alpha\beta} = P(\theta_r) x_{dq,r}. \tag{4.8}$$

Ce nouveau repère, appelé repère de référence, introduit dans [10] est représenté figure 4.8.

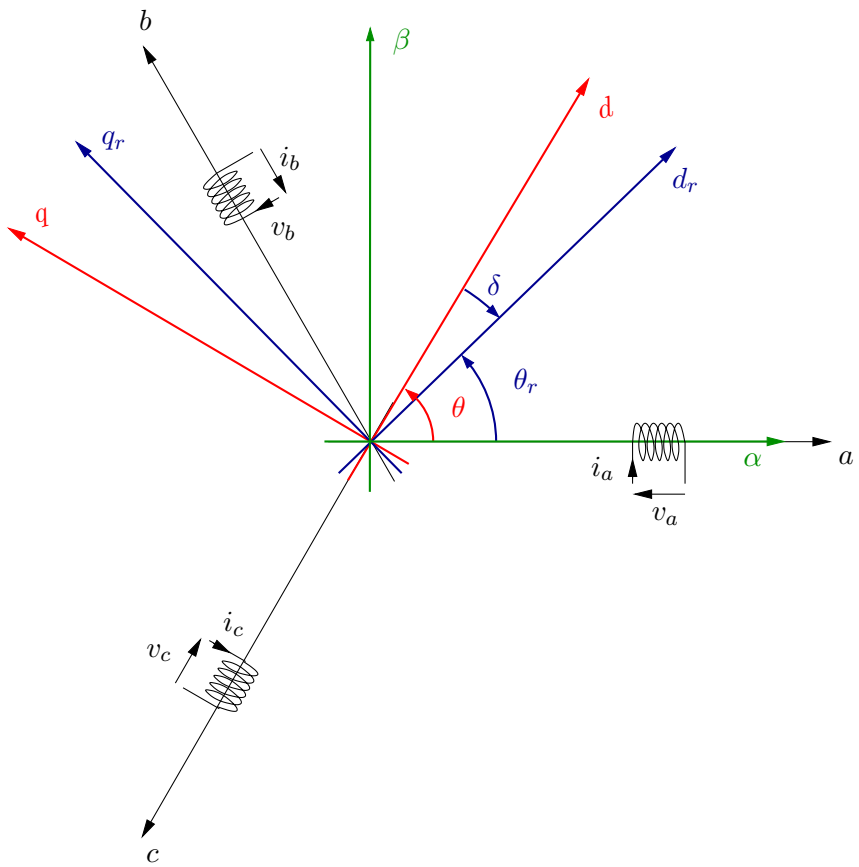


FIGURE 4.8 – Représentation du repère dq, r.

Pour obtenir le modèle dans le repères dq, r, la position θ est remplacée par la position de référence θ_r. On considère l'équation (2.34) dans laquelle, on a :

$$\frac{d}{dt}\Phi_{s,dq,r} \quad = \quad v_{dq,r} - Ri_{dq,r} - p\omega\mathcal{J}\Phi_{s,dq,r}(\theta), \tag{4.9}$$

avec :

$$\Phi_{s,dq,r} = P(\theta_r)^{-1}\Phi_{s,\alpha\beta}(\theta) = P(\theta_r)^{-1}L_{\alpha\beta}(\theta)P(\theta_r)i_{dq,r} + P(\theta_r)^{-1}\Phi_{r,\alpha\beta}(\theta). \tag{4.10}$$

En considérant l'équation (2.36) avec $\delta = \theta - \theta_r$, on a :

$$\begin{aligned} P(\theta_r)^{-1} L_{\alpha\beta}(\theta) P(\theta_r) &= (L_0 - M_0)\mathbf{I}_2 + \frac{1}{3}(L_2 + 2M_2) \begin{bmatrix} \cos(2\delta) & \sin(2\delta) \\ \sin(2\delta) & -\cos(2\delta) \end{bmatrix}, \\ &= L_{\alpha\beta}(\delta), \end{aligned} \tag{4.11}$$

et :

$$P(\theta_r)^{-1} \Phi_{r,\alpha\beta}(\theta) = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ \sin(\delta) \end{bmatrix}. \tag{4.12}$$

Il en résulte :

$$L_{\alpha\beta}(\delta) \frac{di_{dq,r}}{dt} = v_{dq,r} - R i_{dq,r} - p\omega \mathcal{J} L_{\alpha\beta}(\delta) i_{dq,r} - e_{dq,r}, \tag{4.13}$$

avec

$$e_{dq,r} = p\phi_f \omega \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix}.$$

Remarque 10. *On remarque que si $\theta_r = \theta$ et donc $\delta = 0$, le modèle* (4.13) *est alors le modèle classique dans le repère dq* (2.38).

Dans le cas d'une MSAP à aimants en surface, on a :

$$L \frac{di_{dq,r}}{dt} = v_{dq,r} - R i_{dq,r} - p\omega \mathcal{J} L i_{dq,r} - p\phi_f \omega \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix}. \tag{4.14}$$

4.3.2 Identification sans capteur mécanique

En régime permanent, (4.14) devient :

$$v_{dq,r} - R i_{dq,r} - p\omega \mathcal{J} L i_{dq,r} = p\phi_f \omega \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix}. \tag{4.15}$$

Soit :

$$v_{d,r} - R i_{d,r} + p\omega L i_{q,r} = p\phi_f \omega \sin(\delta), \tag{4.16a}$$
$$v_{q,r} - R i_{q,r} - p\omega L i_{d,r} = p\phi_f \omega \cos(\delta). \tag{4.16b}$$

En l'absence de capteur, il est évident que l'angle δ est inconnu. Afin de s'en affranchir, on calcule $(4.16a)^2 + (4.16b)^2$ et on obtient :

$$y = W^T \Theta_{nom}, \tag{4.17}$$

avec :

$$y = {v_{d,r}}^2 + {v_{q,r}}^2,$$

$$W = \begin{bmatrix} 2(v_{d,r} i_{d,r} + v_{q,r} i_{q,r}) \\ -({i_{d,r}}^2 + {i_{q,r}}^2) \\ -2p\omega(v_{d,r} i_{q,r} - v_{q,r} i_{d,r}) \\ -(p\omega)^2({i_{d,r}}^2 + {i_{q,r}}^2) \\ (p\omega)^2 \end{bmatrix},$$

et :

$$\Theta_{nom} = \begin{bmatrix} R & R^2 & L & L^2 & \phi_f^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Theta_1 & \Theta_2 & \Theta_3 & \Theta_4 & \Theta_5 \end{bmatrix}^T.$$

Un algorithme des moindres carrés classique (4.5) pourrait s'appliquer car le système est linéaire en les paramètres, il est cependant contraint par :

$$\begin{cases} \Theta_2 = & \Theta_1^2, \\ \Theta_4 = & \Theta_3^2. \end{cases} \tag{4.18}$$

Le problème est reformulé comme un objectif de minimisation des moindres carrés (4.4) rappelé ici :

$$R_e(\Theta) \quad = \quad R_y - 2R_{Wy}^{\intercal}\Theta + \Theta^{\intercal}R_W\Theta, \tag{4.19}$$

avec :

$$\Theta = \begin{bmatrix} \Theta_1 & \Theta_3 & \Theta_5 \end{bmatrix},$$

soumis aux contraintes (4.18). Pour des raisons physiques, on a également :

$$0 < \Theta_i < \infty, \quad \text{pour} \quad i = \{1, 3, 5\}. \tag{4.20}$$

L'objectif est de trouver la valeur de Θ, qui minimise l'erreur résiduelle $R_e^2(\Theta)$ à l'intérieur de la région (4.20).

La procédure d'identification dans cette section est issue de [89, 66]. Le minimum de (4.4) doit se produire à l'intérieur de la région (4.20) et par conséquent, à un point extremum. Il s'agit alors de résoudre les trois équations :

$$p_1(\Theta) = \frac{\partial R_e^2(\Theta)}{\partial \Theta_1} = 0, \tag{4.21a}$$

$$p_2(\Theta) = \frac{\partial R_e^2(\Theta)}{\partial \Theta_3} = 0, \tag{4.21b}$$

$$p_3(\Theta) = \frac{\partial R_e^2(\Theta)}{\partial \Theta_5} = 0. \tag{4.21c}$$

Les dérivées partielles dans (4.21) sont des polynômes en les paramètres Θ_1, Θ_3 et Θ_5 pour lesquels le degré des polynômes p_i sont donnés dans le tableau suivant :

	deg Θ_1	deg Θ_3	deg Θ_5
$p_1(\Theta)$	3	2	1
$p_2(\Theta)$	2	3	1
$p_3(\Theta)$	2	2	1

Toutes les solutions possibles, pour cet ensemble, peuvent être obtenues en utilisant la théorie de l'élimination.

Théorie de l'élimination pour l'estimation non-linéaire de paramètres : La théorie de l'élimination [106, 101] consiste à partir des polynômes $p_i(\Theta)$ donnés (4.21), à obtenir un polynôme qui ne dépendrait plus que d'un paramètre, en utilisant la notion de résultante. Les détails des calculs sont donnés dans l'annexe C.

La première étape consiste à éliminer les paramètres Θ_3 et Θ_5 pour obtenir un polynôme en Θ_1 seulement, noté $p_{r,1}(\Theta_1)$. Les calculs, fait à partir d'un logiciel de calcul formel, donnent :

$$\deg\, p_{r,1}(\Theta_1) = 9. \tag{4.22}$$

À partir des solutions de Θ_1, le paramètre Θ_3 est obtenu par l'élimination de Θ_5 afin d'obtenir un polynôme en Θ_1 et Θ_3, noté $p_{r,2}(\Theta_1, \Theta_3)$. Pour lequel :

$$\deg\, p_{r,2}(\Theta_3) = 2. \tag{4.23}$$

Enfin le paramètre Θ_5 est obtenu en résolvant une des trois équations (4.21) qui sont des polynômes de degré 1 en Θ_5.

Un ensemble de jeux de paramètres est obtenu, pour lequel, tous les jeux possédant un paramètre en dehors de la région (4.20) sont éliminés. Enfin, le jeu de solutions retenu est le jeu de paramètres qui minimise l'équation (4.19).

4.3.3 Suivi de trajectoire sans capteur

L'algorithme d'excitation sans capteur est basée sur le méthode $I - f$ [65]. Cette stratégie est représenté figure 4.9.

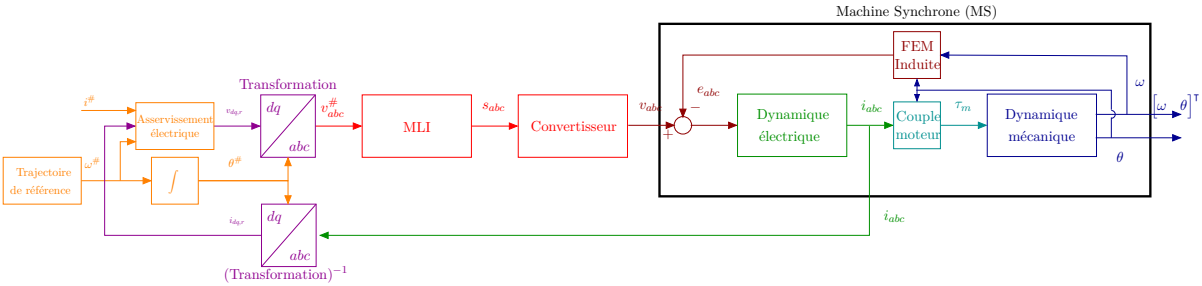


FIGURE 4.9 – Algorithme d'excitation.

Tandis que la stratégie d'identification en présence d'un capteur de position est basée sur l'application de tensions v_{dq}, l'absence de la mesure de position, ne le permet pas. La stratégie, ici, est basée sur un asservissement de courant.

La commande en courant régule la norme du courant $|i_{dq,r}|$. Elle est définie par :

$$\begin{array}{rcl} v_{d,r} & = & 0, \\ v_{q,r} & = & \text{sat}\left(K_p\left|i_{dq,r}\right| + \varepsilon\right), \\ \dot{\varepsilon} & = & \begin{cases} K_i\left(\left|i^{\#}\right| - \left|i_{dq,r}\right|\right) & \text{si} \quad v_{q,r} < v_{\max}, \\ 0 & \text{sinon.} \end{cases} \end{array} \tag{4.24}$$

Cette commande est une commande proportionnelle intégrale avec saturation de la tension à appliquer au moteur et un "clamping" de l'action intégrale. Contrôler la norme du courant permet de ne pas endommager le moteur en s'assurant que des courants raisonnables circulent dans les phases du moteur. En l'absence des paramètres électriques de la machine, la commande est réglée de sorte que la dynamique en boucle fermée soit lente. Le synchronisme de la machine est obtenu en injectant dans la transformée de Park une position de référence $\theta^{\#}$. Les pertes potentielles de synchronisme sont évitées en appliquant à la machine des courants plus élevés que nécessaire, tout en respectant les limites. Cela aura comme conséquence, d'avoir une erreur entre la position réelle du moteur θ et la position de référence $\theta^{\#}$. De plus, une trajectoire sans discontinuité est appliquée au moteur. Elle est donnée par :

$$\begin{array}{rcl} \omega^{\#}(t) & = & \omega_{\max}\left(16\delta t^2(1-\delta t)^2\right), \delta t = t - t_0, \\ \theta^{\#}(t) & = & \displaystyle\int_{t_0}^{t} \omega^{\#}(\tau)d\tau, \\ i^{\#}(t) & = & (i_{\max} - i_{\min})\omega^{\#}(t) + i_{\min}. \end{array} \tag{4.25}$$

Elle est représentée figure. 4.10. Une norme de courants importants est appliquée à faible vitesse pour vaincre les frottements secs et s'assurer que le moteur démarre. Le courant diminue ensuite en fonction de la vitesse.

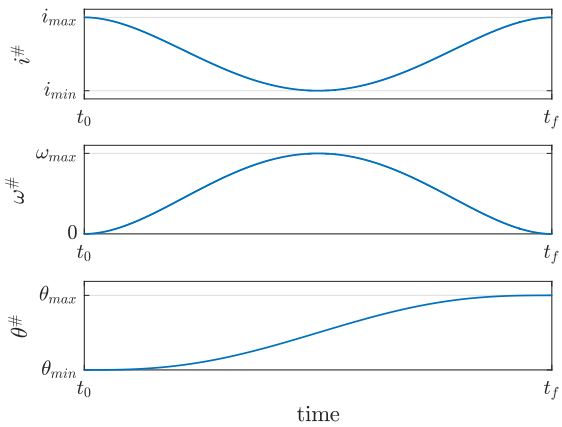


FIGURE 4.10 – Trajectoires de référence.

4.3.4 Résolution numérique embarquée sur microcontrôleur

La procédure d'identification peut être résumée comme dans figure 4.11.

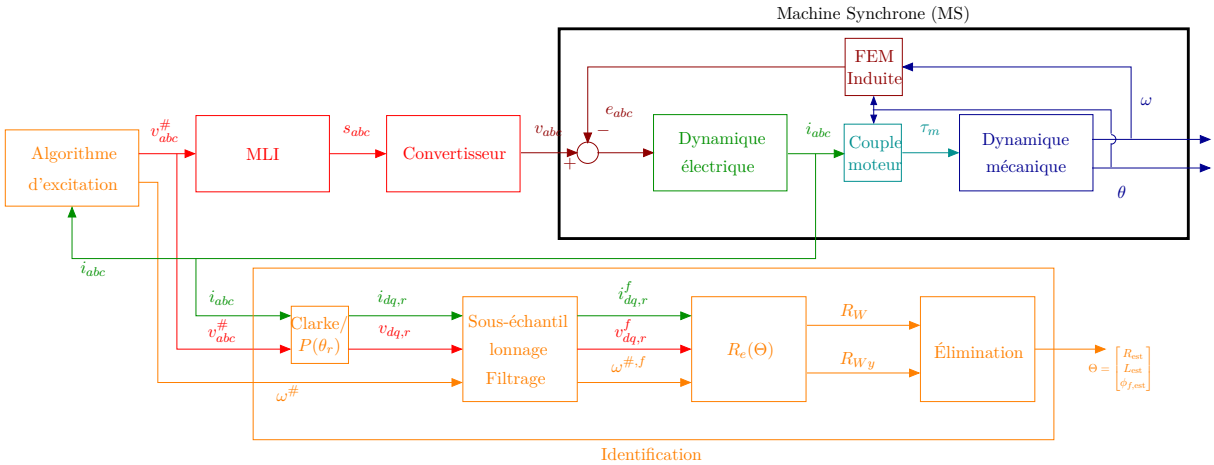


FIGURE 4.11 – Procédure d'identification sans capteur.

Remarque 11. *On note la présence de la vitesse ω dans la matrice W définie* (4.17)*. Expérimentalement, cette vitesse est remplacée par la vitesse de référence, en supposant que tant que le synchronisme de la machine est conservé, on a $\omega = \omega^{\#}$. Ceci est le rôle du suivi de trajectoire présenté section 4.3.3.*

La procédure d'identification embarquée est la suivante :

- la transformation de Park de référence (4.7) est appliquée aux courants mesurés et aux tensions à appliquer au moteur à partir de la position de référence $\theta^{\#}$ issue de (4.25),
- les données sont sous-échantillonnées à 100Hz afin d'être filtrées,

- toutes les 0.1s, le résultat des données filtrées est ajouté aux matrices R_W et R_{Wy},
- les paramètres sont calculés en utilisant la théorie de l'élimination. Ainsi, toutes les 0.1s, les solutions des polynômes $p_{r,1}(\Theta_1)$, $p_{r,2}(\Theta_3)$ et $p_3(\Theta_5)$ sont calculées,
- la sortie de l'algorithme d'identification fournit une estimation des paramètres électriques du moteur. Le jeu de paramètres retenu est le jeu qui minimise (4.19).

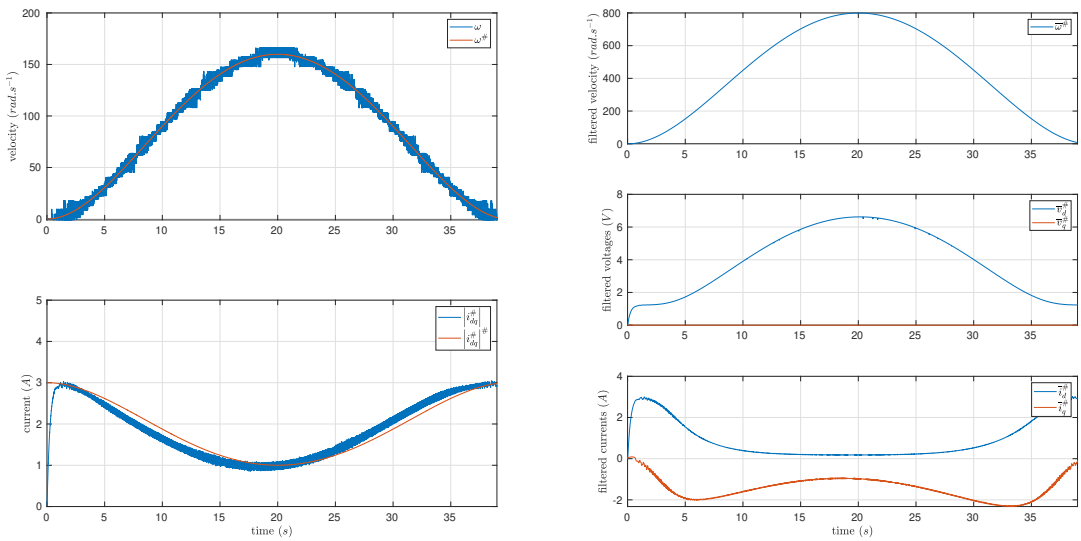
Remarque 12. *La quantité de calcul pour cette identification est considérable. Les coefficient du polynôme de degré* 9 *issus de la théorie de l'élimination correspondent à une combinaison des valeurs issues de matrice* 5×5 R_W *et* 5×1 *de la matrice* R_{Wy} *qui ont permis d'éliminer dans cette équation la dépendance aux paramètres* Θ_3 *et* θ_5*. Les calculs fastidieux sont données dans l'annexe C.*

Remarque 13. *En ligne, la résolution du polynôme d'ordre* 9 *est obtenue en calculant les valeurs propres de la matrice compagnon du polynôme.*

4.3.5 Résultats expérimentaux

Suivi de trajectoire

Les résultats du suivi de trajectoire présentés section 4.3.3 sont tracés figure 4.12a. Ils montrent que malgré l'absence de mesures de position et de vitesse, la trajectoire est correctement suivie. L'évolution de la trajectoire a été volontairement choisie lente pour que l'hypothèse de régime permanent soit maintenue. On observe des oscillations, qui seront filtrées en ligne pour l'identification. Les signaux filtrés en ligne, sont représentés figure 4.12b.



(a) suivi de trajectoire brut, (b) signaux filtrés,

FIGURE 4.12 – Suivi de trajectoire.

Afin d'interpréter les résultats du suivi de trajectoire, les courants de référence dq, r issus de la figure 4.12b sont superposés avec les courants dq réels calculés grâce au codeur. Les résultats sont tracés figure 4.13. On remarque que, en l'absence de charge, le courant i_q réel est faible. Le courant imposé pour ne pas faire décrocher la machine, en l'absence de la position mesurée, se

Paramètres du moteur Hurst	Moindres Carrées
Résistance R (Ω)	0.49
Inductance L (mH)	0.42
Constante FEM ϕ_f(mWb)	7.5

TABLE 4.3 – Paramètres électriques identifiés sans capteur.

traduit par i_d positif (magnétisation). Alors que cela se traduit par des pertes plus importantes dans la machine, du point de vue de l'identification, le courant dans la machine, permet de produire des données plus riches.

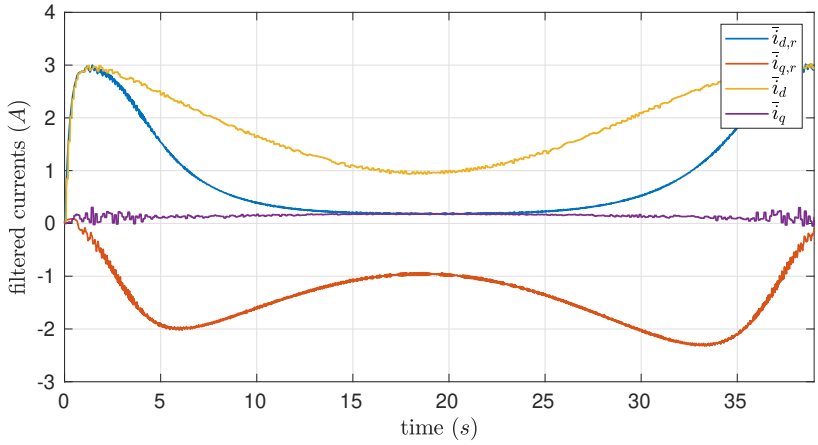


FIGURE 4.13 – Comparaison des courant i_{dq} et $i_{dq,r}$.

Analyse des résultats

Sur la base des résultats filtrés représentés figure 4.12b, le problème numérique présenté section 4.3.4 est résolu en temps réel sur le microcontrôleur, en prenant un jeu de données toutes les $0.1s$. L'évolution temporelle de la solution qui minimise l'erreur résiduelle $R_e^2(\Theta)$, est représentée figure 4.14. On y observe qu'après 25 secondes, les paramètres estimés ont convergé. Les résultats des paramètres estimés sont reportés dans le tableau 4.3 et sont, ici encore, proches des résultats précédents.

La figure 4.15 représente l'ensemble des solutions numériques valables pour cette identification (figure 4.15a) et les trois solutions qui donnent la plus petite erreur résiduelle $R_e^2(\Theta)$ (figure 4.15b). On remarque que les résultats de ces trois solutions sont très proches.

Enfin, l'algorithme d'identification a été mis en œuvre sur les deux microcontrôleurs utilisés section 3. Afin de limiter les erreurs numériques, le calcul utilise des variables flottantes. Sur le microcontrôleur SAME5, la présence d'une FPU permet de réaliser la quantité de calculs décrits dans l'annexe C en 6ms (voir figure 4.16a). L'algorithme d'identification des paramètres est calculé toutes les 0.1s. Bien que le microcontrôleur dsPIC33 ne possède pas de FPU, ce calcul est toujours possible sur une tâche plus lente. On voit (figure 4.16b) que ce dernier prend 240ms, il est exécuté sur le dsPIC toutes les 2s.

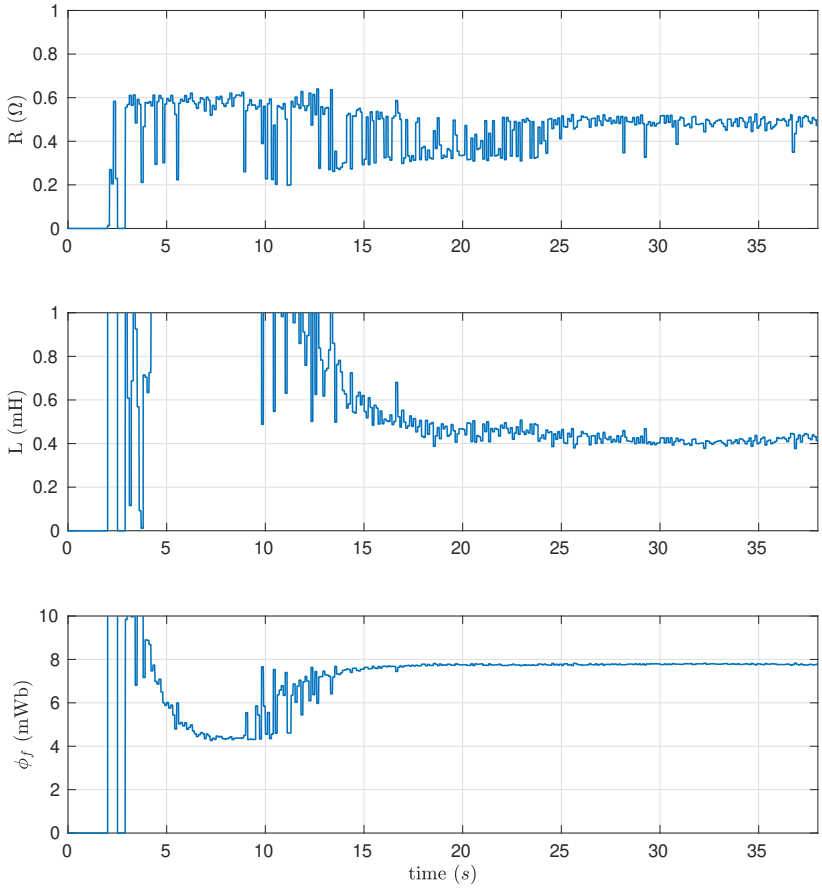


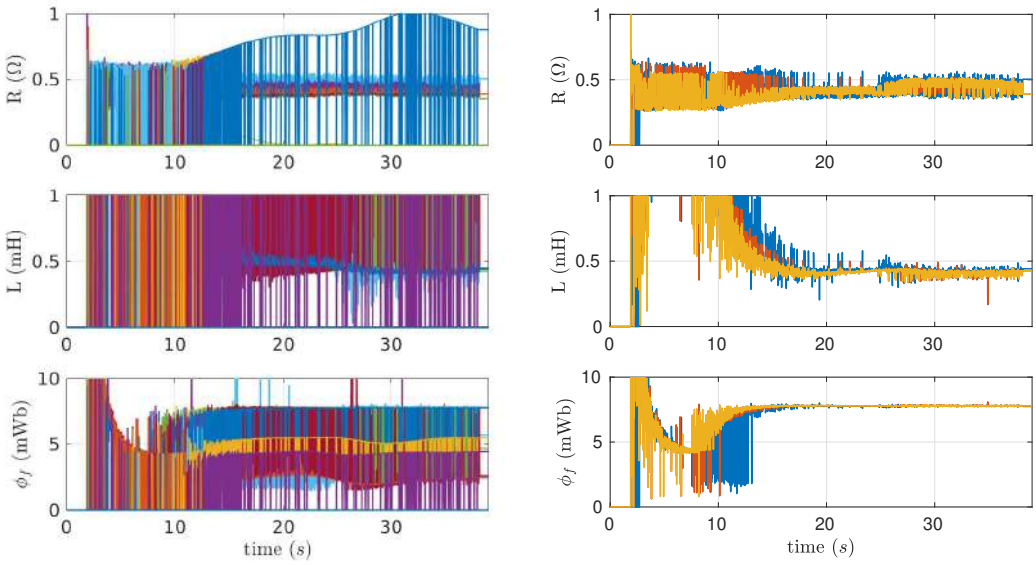
FIGURE 4.14 – Identification expérimentale des paramètres électriques.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes solutions d'identification des paramètres électriques de MSAP en présence d'un capteur mécanique et sans capteur. Les résultats des différentes solutions d'identifications sont reportés dans le tableau 4.4. On observe que les résultats sont très proches.

Les différentes identifications proposées dans ce chapitre ont permis dans un premier temps de montrer l'efficacité de la solution de prototypage rapide détaillée dans le chapitre 3. En effet, les algorithmes présentés dans cette section, nécessite une grande quantité de calculs à réaliser en temps réel. Exécutées sur des tâches plus lente, les solutions proposées bénéficient de l'ordonnanceur à taux monotone pour faire les calculs. Enfin, ici, les va-et-vient entre simulations et expérimentations ont permis la mise au point de ces algorithmes.

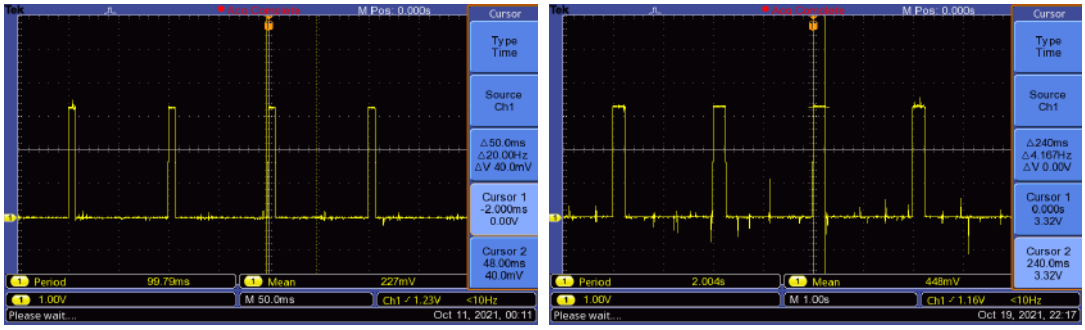
Sur le plan de l'identification sans capteur, la solution proposée, ici, est issue de mes travaux de thèse en collaboration avec Marc Bodson et Thierry Floquet [10]. Ces travaux avaient été proposés pour être mis en œuvre hors ligne à partir de données enregistrées. On a montré ici que cette solution peut être réalisée en temps réel. Contrairement à la plupart des approches que nous pouvons trouver pour l'identification, ici, les paramètres électriques sont obtenus sans capteur



(a) ensemble des solutions numériques,

(b) les trois meilleures solutions,

FIGURE 4.15 – Solutions de l'identification.



(a) temps d'exécution de l'algorithme d'identification sur SAME5,

(b) temps d'exécution de l'algorithme d'identification sur dsPIC33,

FIGURE 4.16 – Comparaison du temps d'exécution de l'algorithme d'identification sans capteur, en fonction du microcontrôleur utilisé.

mécanique, en seulement 25s. Tous les calculs sont réalisés sur la cible et ils ne nécessitent pas de charger des données sur un ordinateur.

Une des perspectives de ces travaux, est de proposer des solutions de commande sans capteur réalisée sur la base des paramètres identifiés. Enfin, la solution proposée pourrait être exécutée en tâche de fond sur le microcontrôleur avec mise à jour des paramètres du moteur qui pourraient, par exemple, varier avec la température. Pour les cas de défaillance, ces algorithmes pourraient détecter des dysfonctionnements de la machine.

Enfin, une autre perspective intéressante, sera d'étendre les résultats présentés ici à la MSRV, pour laquelle $L_d \neq L_q$, comme proposé dans nos travaux [26], mais pour laquelle les paramètres d'inductance sont saturés. Cette perspective est détaillée dans le chapitre suivant, section 5.3.

Paramètres du moteur Hurst	Constructeur	Cartographie	Avec capteurs	Sans capteur
Résistance R (Ω)	0.285	X	0.42	0.49
Inductance L (mH)	0.32	0.435	0.39	0.42
Constante FEM ϕ_f(mWb)	6.8	7.6	7.7	7.5

TABLE 4.4 – Comparaison des résultats d'identification des paramètres électriques.

Chapitre 5

Perspectives

Sommaire

5.1 Pilotage d'éolienne auto-construite 95
5.2 Prototypage rapide de loi de commande sur FPGA faible coût 96
5.3 Identification et commande de MSRV embarquée 98
5.4 Gestion des saturations (commande - état) des MS 99
5.5 Conception et commande de génératrice à réluctance variable . 99
5.6 Vers un variateur générique de MS 100

Introduction

Dans ce manuscrit sont décrits différents travaux de recherche auxquels j'ai contribué ces dernières années. J'ai souhaité mettre l'accent sur mes travaux portant sur la commande de machines électriques et le prototypage rapide. En effet, ce sont ces thématiques que je souhaite approfondir dans les années à venir. Les machines électriques sont de plus en plus utilisées en vue de l'électrification alors que la présence de terres rares posent question. Nous avons identifié la commande de machines électriques sans terre rare comme un défi. Cette thématique fait l'objet des travaux de thèse de Laurent Schuller et fera l'objet de travaux à venir pour lesquels je dresse, ici, des perspectives à plus ou moins long terme. En vue de mettre en œuvre ces lois de commande, le prototypage rapide semble également incontournable.

5.1 Pilotage d'éolienne auto-construite

Bien que les propriétés physiques des aimants néodymes soient excellentes, l'extraction minière est extrêmement polluante [47]. De plus, la Chine en possède le monopole et peut (comme cela a déjà été le cas) en faire varier le prix. Pour faire face à ces enjeux géo-économiques et environnementaux, l'intérêt de la communauté scientifique et industrielle pour la conception de machines à aimants en ferrite a considérablement augmenté ces dernières années [38]. Pour approcher les performances magnétiques des aimants aux terres rares, il est nécessaire de mettre dans ce type de machines un plus gros volume d'aimants en ferrite, modifiant ainsi la répartition du flux magnétique dans l'entrefer. Il en résulte des formes des FEM non sinusoïdales. L'enjeu scientifique, industriel et environnemental est donc de proposer des nouvelles stratégies de commande pour augmenter le rendement énergétique et le comportement en couple de ces machines

électriques à faible impact environnemental, afin de les rendre plus attractives dans de multiples applications, dont la génération d'énergie électrique.

Cette perspective fait l'objet du travail de recherche de Adrien Prévost, qui a commencé une thèse en octobre 2021. L'objectif principal de cette thèse, est de proposer une loi de commande optimale et adaptative pour machines électriques à FEM non sinusoïdales. Il s'agit de concevoir un contrôleur capable d'autre part de traiter de façon optimale ce type de FEM et d'autre par intelligent dans son apprentissage autonome des caractéristiques de la géométrie de la machine lui permettant ainsi de compenser les irrégularités constatées par la commande. En se basant sur les compétences développées dans ce manuscrit sur la commande embarquée de machines électriques à bas coût [19], le contrôleur devra pouvoir être embarqué sur une cible industrielle [14]. Un second objectif de la thèse, est de proposer un cadre d'analyse d'impact d'un système de conversion d'énergie (avec sa commande) sur le système socio-technico-économique dans lequel il s'intègre. La performance technique du système ne permet pas, à elle seule, de juger de son adéquation avec son environnement. L'enjeu est donc d'adopter une vision globale, en mesurant l'impact de la solution technique dans son environnement grâce à l'analyse du cycle de vie (ACV), mêlée à des outils d'analyse venant de l'économie et des sciences humaines et sociales.

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéressera à une application particulière : une génératrice d'éolienne auto-construite. Ces éoliennes sont basées sur le modèle mis au point par Hugh Piggott et démocratisées dans le monde par l'association Wind Empowerment et en France par le réseau Tripalium. Cette application a été retenue pour plusieurs raisons.

1. Cette technologie est diffusée dans le monde entier, y compris dans le milieu académique. Gage d'une diffusion encore plus vaste, cette large appropriation donne lieu à une documentation fournie au travers de manuels et outils libres dont l'outil de modélisation openAFPM, développé par le groupe RURERG du laboratoire de la National Technical University of Athens (NTUA).
2. L'étude de cette éolienne dans son contexte d'application, constitue un défi pluridisciplinaire passionnant. À titre d'exemple, l'existence d'une documentation open-source facile d'accès, offre la possibilité d'auto-construction et le contexte des énergies renouvelables, lie fortement des caractéristiques purement techniques avec la question de l'appropriation (et donc de l'acceptabilité).
3. Une Analyse du Cycle de Vie (ACV) d'une chaîne complète de conversion d'énergie éolienne ayant été récemment publiée [43], ses auteurs sont d'ores et déjà intéressés pour collaborer avec le laboratoire Ampère autour d'une seconde analyse incluant le convertisseur et sa commande.

Depuis peu, grâce aux travaux d'Adrien Prévost que j'ai encadré lors de son année en qualité d'ingénieur d'étude Insavalor, un premier banc d'essai de machine Axial Flux Permanent Magnet (AFPM) est opérationnel au laboratoire Ampère (voir Figure 5.1).

5.2 Prototypage rapide de loi de commande sur FPGA faible coût

Une part importante de mes travaux de recherche est dédiée à la mise en œuvre expérimentale de loi de commande en utilisant des solutions de prototypage rapide, avec la particularité de cibler directement des puces industrielles à bas coût. Dans ce manuscrit, une solution de prototypage rapide utilisant des microcontrôleurs a été présentée. Les travaux réalisés dans le cadre du travail

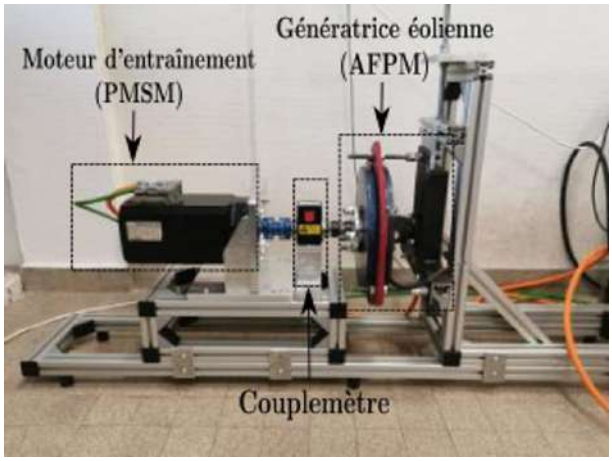


FIGURE 5.1 – Banc expérimental génératrice auto-construite.

de thèse de Aboubcar Ndoye, ont nécessité l'utilisation de FPGA afin d'assurer une exécution très rapide du calcul des instants de commutation dans les commandes directes de convertisseur. La solution a été programmée en utilisant la solution de programmation de FPGA proposée par dSpace qui est très onéreuse.

De la même façon que l'utilisation de carte de démonstration MCLV-2 de Microchip, des solutions de prototypage rapide sont également disponibles pour FPGA. Notre choix s'est orienté vers les cartes de démonstration Nexys A7-100T représentées figure 5.2. L'utilisation de modules pmod permet d'interfacer sur cette carte différents modules d'entrées sorties (ADC, DAC, ...)

FIGURE 5.2 – Prototypage rapide de FPGA.

Une perspective, dans ce travail, est d'être capable de réaliser ce type de loi de commande sur des cartes de démonstration bas coût. L'utilisation de FPGA est justifieé par leur capacité de calcul. A la différence du prototypage sur microcontrôleur, la génération automatique du code est bien plus longue (supérieur à 30 min en fonction de la charge de calcul). La perspective d'être en mesure de proposer des solutions reconfigurables depuis Matlab/Simulink directement s'offre à nous. Cela permettrait de modifier la loi de commande sans avoir à régénérer le code. Le prix du FPGA pourrait alors être réduit par la production en masse de circuits dédiés Application-

Specific Integrated Circuit (ASIC) reconfigurables.

A plus long terme, il seraient intéressant d'interfacer les solutions microcontrôleurs et FPGA ensemble. Le FPGA pourrait servir à simuler le matériel, alors que la loi de commande serait programmée dans le microcontrôleur. On bénéficierait alors de la puissance de calcul du FPGA pour simuler précisément l'ensemble convertisseur-moteur et de la rapidité de programmation du microcontrôleur pour la synthèse de commande.

Ces travaux ont été initiés en collaboration avec Tarek Ould-Bachir, Assistant Professor, Polytechnique Montréal. Les travaux de Tarek portent sur la simulation en temps réel et en temps différé sur FPGA et sur l'apprentissage machine appliqué aux réseaux. Il est reconnu comme expert en simulation en temps réel des systèmes de conversion de puissance, leur modélisation et les techniques de parallélisation. Nos compétences complémentaires entre simulation et commande temps réel appliquées au génie électrique semblent prometteuses.

Il est prévu de déposer une candidature conjointe pour le programme Samuel-De-Champlain 2022-2023. Ce dernier a pour objectif de contribuer à l'excellence de la coopération universitaire et scientifique franco-québécoise, à son développement et à sa diffusion. Une attention particulière est portée aux projets ciblant l'amorçage de nouvelles collaborations.

5.3 Identification et commande de MSRV embarquée

Dans ce manuscrit, une modélisation générique des MS est proposée Section 2.2. Sur la base de cette modélisation, l'identification des paramètres de MSAP a été mise en œuvre en temps réel sur cible industrielle Section 4. Cependant, le modèle proposé ne prend pas en compte les saturations magnétiques du fer. Dans le cadre du projet de fin d'étude au laboratoire Ampère de Thomas Pham en 2021, étudiant en 5e année du département Génie Électrique à l'INSA Lyon, la procédure de cartographie des phénomènes magnétique de la machine présentée dans l'Annexe B a été réalisée. Cette cartographie est représentée sur le Figure 5.3. Les flux magnétiques en excitation directe, sont étudiés. C'est-à-dire que λ_d a été mesuré en fonction de i_d avec $i_q = 0$, et inversement.

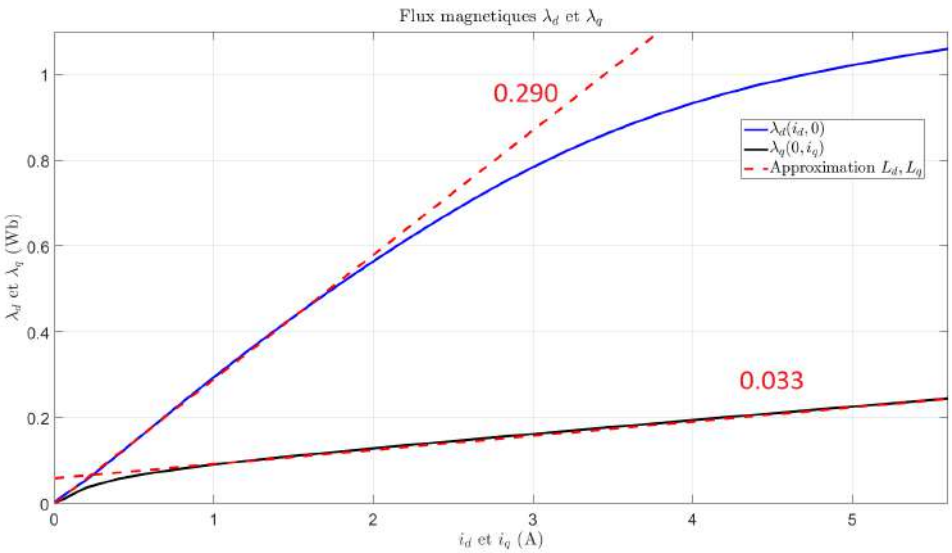


FIGURE 5.3 – Flux magnétiques en excitation directe.

On constate que contrairement à ce que suppose le modèle présenté, les fonctions $\lambda_{dq}(i_{dq})$ ne sont pas des droites [90, 93]. En d'autres termes, les inductances qui lient le courant et le flux au régime permanent ne sont pas constantes, mais varient sous l'effet des saturations magnétiques.

L'objectif serait, sur la base des travaux d'identification présentés dans le chapitre 4 de prendre en compte ces phénomènes afin de proposer une stratégie générique aux MSAP et MSRV. Ce travail, s'inscrira dans les perceptives des travaux de thèse de Laurent Schuller et ont pour objectif final d'améliorer les performances des MSRVs.

5.4 Gestion des saturations (commande - état) des MS

La gestion des saturations de la commande ou des courants des moteurs est une question importante. Effectivement, dans la plupart des applications, les machines sont dimensionnées au plus juste et fonctionnent régulièrement en saturation :

- saturation en tension en survitesse
- saturation en courant lors des démarrages ou de surcharges.

Pour prévenir toutes dégradations des machines, des stratégies de saturation sont mises en place. Une approche simple utilisant le "clamping" de l'action intégrale a été proposée (voir figure 3.7). Cette stratégie efficace a donnée de bons résultats expérimentaux notamment, dans la collaboration avec CBI présenté figure 3.24. Cette stratégie repose sur la séparation fréquentielle entre la dynamique électrique et mécanique, traitée par la mise en cascade de loi de commande. Cela permet d'assurer une régulation des courants plus rapidement que la régulation de vitesse. Il est ainsi possible de saturer le courant de quadrature, afin de respecter ses limites.

Une perspective intéressante serait l'utilisation d'un retour d'état global du système (par exemple [111]), capable de gérer la saturation de l'état du système (les courants dans ce cas). Il faut noter que cette limitation peut être générée en deux temps avec une saturation en régime permanent des courants plus faibles que la saturation transitoire. Dans la littérature, à notre connaissance, peu de travaux traitent ce problème. Dans [77], il est traité en cascade. Une présentation [44] semble aussi le traiter, mais aucune suite n'a, à notre connaissance, été proposée. Une collaboration avec Giorgio Valmorbida, Professeur Associé à CentraleSupélec et membre du L2S, pourrait faire avancer cette thématique. En effet beaucoup de travaux traitent la saturation des actionneurs [68]. Beaucoup moins sont dédiés à la saturation de l'état.

5.5 Conception et commande embarquée de génératrice à réluctance variable auto-construite

A plusieurs reprise dans ce manuscrit, nous avons discuté de la problématique de généraliser l'utilisation de machines à aimants permanents en vue de l'électrification à cause de l'utilisation des terres rares. Dans ce but, un volet de nos travaux de recherche est dédié à la commande de machines alternatives. On a cité la MSRV dans les travaux de thèse de Laurent Schuller et l'utilisation de machine ferrite auto-construite dans la thèse de Adrien Prévost dont les travaux ont commencé en octobre 2021.

Bien que sans aimant permanent, les MSRV utilisées dans la thèse de Laurent Schuller requièrent une conception complexe du rotor. Dans la littérature, la MSRV est souvent comparée, voire confondue avec les machines commutées à réluctance variable (Switched Reluctance Machines). Par ailleurs, on retrouve dans la littérature des conceptions de machine Axiale commutée à réluctance variable [61, 36] voir figure 5.4. Ces machines axiales, se rapprochent des machines AFPM qui seront étudiés dans le cadre de la thèse de Adrien.

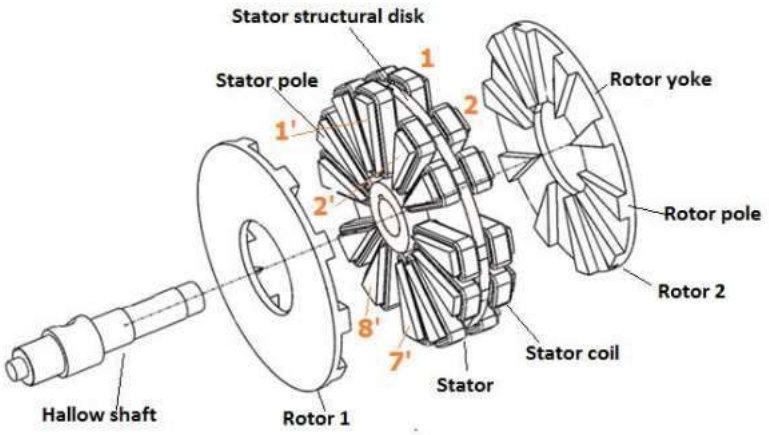


FIGURE 5.4 – Machine axiale à réluctance variable.

Dans ce manuscrit, un parallèle entre les Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) et les BLDC a été présenté (voir notamment l'annexe A). Dans la littérature, la commande de ce type de moteurs est traitée séparément dans la mesure où le BLDC embarque directement sa commande. Les différentes lois de commande mise en œuvre sur des moteurs dits BLDC montrent l'utilité de proposer de telles lois de commande vectorielle pour ce type de moteur. Le même type de paradoxe semble exister entre la MSRV et la Machine à Switched Reluctance. Une perspective intéressante serait de proposer pour ces machines, des lois de commande proches de celles proposées pour les MSRV pour proposer ensuite des machines axiales à réluctance variable auto-construite sur le modèle de l'éolienne Pigott.

5.6 Vers un variateur générique de MS

Dans ce manuscrit, nous avons montré l'efficacité des algorithmes de commande développés en prototypage rapide en utilisant directement des cibles microcontrôleurs industrielles. Dans ces applications nous nous sommes intéressés à l'identification, l'observation et la commande pour des MSAP. Par ailleurs, nous avons montré l'intérêt de travailler avec d'autres types de moteurs, notamment en remplaçant les aimants néodymes par des aimants ferrites, voire en supprimant totalement les aimants. On a vu que ces modifications avaient une importance, sur la précision des modèles (voir section 5.1) et les hypothèses sur les paramètres de la machine. On a montré section 5.3 la saturation des paramètres. À long terme, l'objectif est de proposer un variateur capable de piloter précisément tous les types de machines synchrones discutés dans ce manuscrit. Cet objectif relève de challenges tant théoriques que applicatifs.

Les résultats présentés dans ce mémoire montrent que nous sommes en mesure de mettre en œuvre des algorithmes de commande avancées sur des microcontrôleurs utilisant des CPU de taille raisonnable. Ceci montre que, effectivement, l'approche basée sur le modèle n'entraîne pas forcément de surdimensionnement du composant.

Sur le plan scientifique, un certain nombre de perspectives en terme d'algorithmes de commande et d'identification, ont été présentés dans cette section. Ces algorithmes devront être mis en œuvre sur microcontrôleur.

Enfin, sur le plan industriel, des discussions avec des concepteurs de variateurs ont révélé que,

à ce jour, beaucoup de variateurs industriels sont basés sur des tables de paramètres et nécessitent une connaissance *a priori*, de la machine utilisée. Par exemple, pour un fonctionnement optimal, la commande MSRV utilise des tables caractérisant les saturations magnétiques. Proposer une méthode générique pour les moteurs synchrones semble une perspective ambitieuse qui promet des résultats intéressants.

Conclusion

Ces perspectives ont été écrites sous la forme de six projets qui je l'espère trouveront leurs places dans les différents appels à projets locaux, régionaux, nationaux, internationaux. Pour certains les bases scientifiques semblent maîtrisés, les collaborations identifiées, les objectifs sont clairs et les chances de réussites optimales, par rapport à d'autres projets à plus longs termes, où beaucoup d'étapes restent à franchir. C'est la raison pour laquelle je suis tant motivé à continuer à développer ma recherche tant sur les aspects théoriques que méthodologiques.

Annexe A

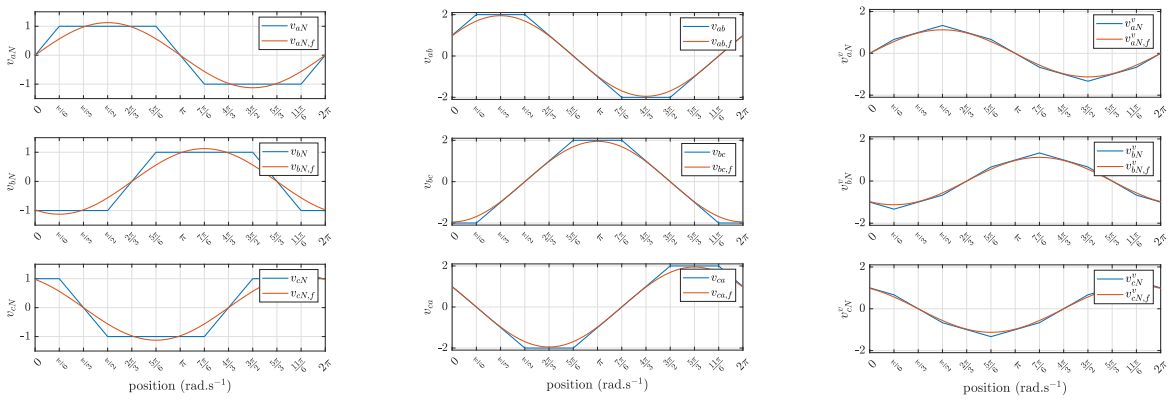
Forces Electro-Motrices (FEMs) de machines BLDC

Les moteurs BLDC sont souvent appelés moteurs à FEMs trapézoïdales. Cependant, la forme exacte des FEMs pour la commande Six-Step n'est pas nécessaire. Dans la pratique, caractériser les FEMs de ces moteurs est complexe en l'absence du point neutre N (voir figure 2.9) de la machine qui n'est généralement pas accessible [4]. Il est alors impossible de mesurer directement la tension produite par le moteur entre une phase et le neutre lorsqu'il est entraîné. Une solution est de reconstruire un neutre virtuel en mettant trois résistances identiques en étoile en parallèle sur les phases du moteur. Or cette technique pour être valide suppose que la FEM ne produise pas de composante homopolaire. Ceci est faux dans le cas trapézoïdal. Ainsi en l'absence de neutre, il est très difficile de caractériser cette FEM.

A.1 FEMs trapézoïdales simulées

Pour illustrer cela, une comparaison entre des FEMs trapézoïdales et sinusoïdales est simulée figure A.1. Sur cette figure, la sous-figure A.1a représente une FEM trapézoïdale (bleu) et une FEM sinusoïdale (rouge). La mesure de ces FEM entre deux phases est représentée sur la sous-figure A.1b. On observe que la différence entre les deux FEMs est atténuée. Enfin la sous-figure A.1c représente la mesure de la tension entre phase et neutre avec un neutre virtuel. Cette dernière est obtenue en retirant la composante homopolaire sur la tension entre phase et neutre. On observe ainsi que la différence entre le trapèze et le sinus est très faible. On notera également que, dans la pratique, les trapèzes ne sont jamais aussi marqués que le trapèze simulé. Ceci aura pour résultat de réduire encore l'écart entre les deux formes de FEMs. La figure A.2 représente la composante homopolaire produite par les FEMs trapézoïdale. Enfin, l'amplitude du spectre de FFT de la FEM trapézoïdale est représentée figure A.3.

4. Je remercie Pierre-Baptiste Steckler, doctorant au laboratoire Ampère de 2017 à 2020, pour les discussions que nous avons eues à ce sujet et qui sont retranscrites dans cette annexe.



(a) tension phase neutre, (b) tension entre phases, (c) tension phase neutre virtuel,

FIGURE A.1 – Simulation de FEM trapézoïdale et sinusoïdale.

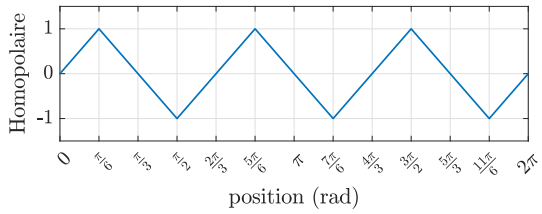


FIGURE A.2 – Composante homopolaire des FEM trapézoïdales.

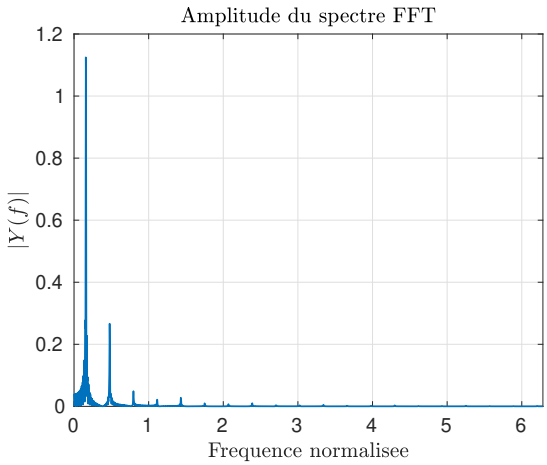
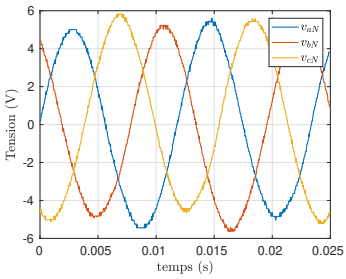


FIGURE A.3 – Amplitude du spectre FFT d'une FEMs trapézoïdales.

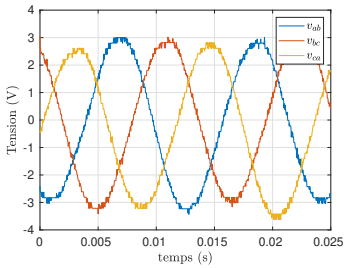
A.2 BLDC faible coût

Nous possédons au laboratoire Ampère un moteur BLDC faible coût pour lequel il a été possible de récupérer le point neutre du moteur. Ce moteur, représenté figure A.4 montre que sa construction est simple, avec peu de plots pour les enroulements. Ils ne permettent pas une répartition sinusoïdale des enroulements. Cependant comme le montre la sous-figure A.5a, les formes de FEMs ne sont pas trapézoïdales. Ce constat est également observé sur la représentation de la transformée de Fourier des FEMs du moteur, représentée figure A.6

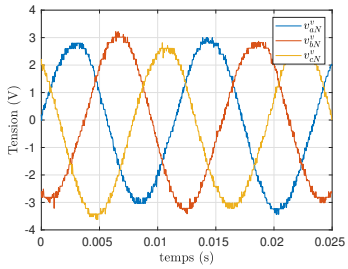
FIGURE A.4 – Photo de la machine BLDC faible coût.



(a) tensions phase neutre



(b) tensions entre phase



(c) tensions phase neutre virtuel

FIGURE A.5 – Représentation des mesure de FEMs du moteur BLDC faible coût.

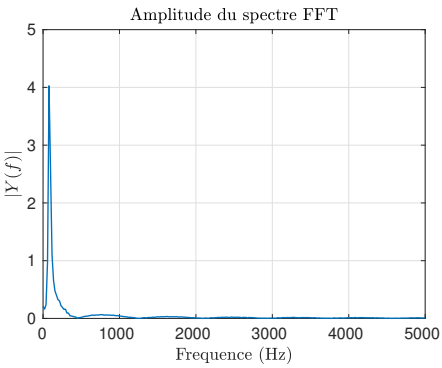
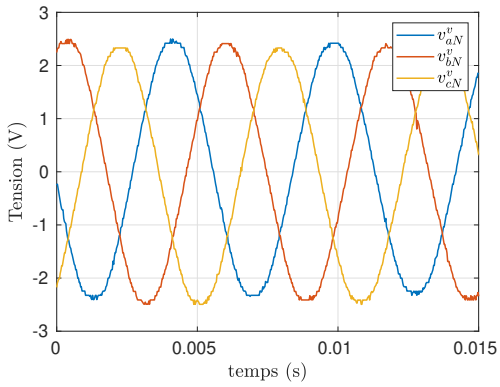


FIGURE A.6 – Amplitude du spectre FFT d'une FEM d'un BLDC faible coût.

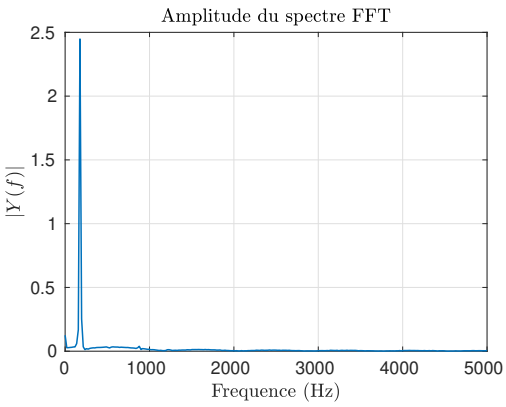
A.3 Moteur CBI

Dans le cadre de la collaboration avec CBI, nous avons proposé une loi de commande vectorielle pour un moteur BLDC. Un moteur, similaire à celui utilisé dans le cadre de ce projet, est représenté sur la figure A.7. Pour ce moteur, un fois encore le neutre n'est pas accessible et il est impossible d'y accéder. Il est dans ce cas possible de mesurer les tensions produites entre phases seulement. Comme le montrent les figures A.8a et A.8b, les FEM mesurées entre phases sont proches de formes sinusoïdales. Cependant, il n'est pas possible de conclure sur les formes de FEMs entre phase et neutre.

FIGURE A.7 – Photo du moteur CBI.



(a) représentation des mesures de FEMs entre phases du moteur CBI,



(b) amplitude du spectre FFT d'une FEM du moteur CBI,

FIGURE A.8 – Mesures entre phases des FEMs du moteur CBI.

A.4 Conclusion

Alors que dans la littérature, la notion de FEM trapézoïdale est souvent liée aux machines BLDC, nous avons montré ici que ces formes de FEMs ne sont pas aussi marquées. La forme trapézoïdale est cependant la forme de tension appliquée à ces moteurs lorsque une commande six-step est utilisée. On retrouve, par contre, ce type de forme de FEMs, non-sinusoïdales dans les machines pour lesquelles, afin d'augmenter les densité de puissance, la taille des aimants est

augmentée. Les aimants nord et sud se retrouvent alors très proche et modifient la forme des FEMs. On retrouve également ce phénomène lorsqu'on utilise des aimants ferrites pour lesquels un volume plus important est nécessaire. Ce point fera l'objet des travaux de thèse d'Adrien Prévost (voir Perspective 5.1).

Annexe B

Cartographie des phénomènes magnétiques des MSs.

Dans cette annexe, nous décrivons la procédure d'identification présentée dans [59]. Nous utilisons cette procédure pour valider les modèles de nos moteurs en vue de proposer des procédures d'identification en ligne. L'approche propose une démarche expérimentale complète pour l'identification du modèle magnétique de toutes les MSs. La machine fonctionne en régime permanent (vitesse et courants), et les flux magnétiques sont obtenus à partir de l'évaluation des composantes de tension $d-q$. La procédure d'identification, utilise deux machines accouplées mécaniquement. La machine à identifier est asservie en courant, alors que la vitesse est imposée par la seconde machine.

Procédure des mesures

Le but de la procédure d'identification est d'évaluer les flux magnétiques de la machine en régime permanent dans le repère dq en fonction des courants i_{dq} :

$$\lambda_{dq} = f_{dq}(i_{dq}). \tag{B.1}$$

Sans connaissance du modèle magnétique du moteur, on suppose que les équations électriques du moteur dans le repère dq (2.38) s'écrivent :

$$v_{dq} = Ri_{dq} + p\omega\mathcal{J}\lambda_{dq}(i_{dq}), \tag{B.2}$$

où $\lambda_{dq}(i_{dq})$ sont les paramètres magnétiques à identifier. De (B.2) on a :

$$\lambda_{dq} = (p\omega\mathcal{J})^{-1}(v_{dq} - Ri_{dq}). \tag{B.3}$$

La procédure d'identification est représentée figure B.1. Pour compenser la chute de tension dans la résistance statorique (B.3) la procédure est découpée en trois étapes :

1. Les courants sont asservis, afin d'être positifs (mode moteur).
2. Les courants sont asservis, de sorte que le moteur soit en condition de freinage.
3. Enfin, afin de compenser toutes variations de résistance possibles, au cours des deux premières étapes, l'étape 1 est à nouveau appliquée.

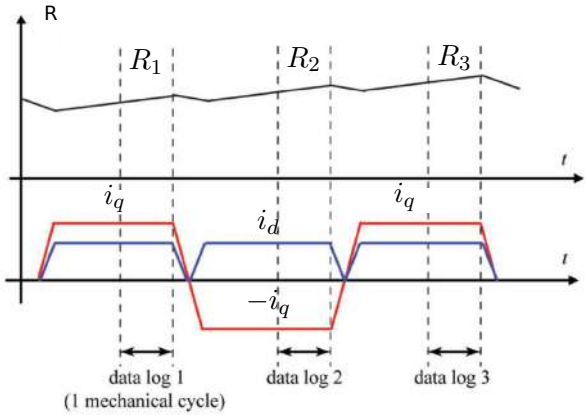


FIGURE B.1 – Procédure d'identification.

La procédure permet également de compenser la variation de température, puisque la température de la deuxième procédure, est la moyenne de la première et de la dernière.

Un jeu de données $\lambda_{dq}[k]$ est ainsi calculée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \lambda_d[k] = \dfrac{1}{2p\omega}\left(\dfrac{v_{q,1}[k]+v_{q,3}[k]}{2} + v_{q,2}[k]\right), \\ \lambda_q[k] = -\dfrac{1}{2p\omega}\left(\dfrac{v_{d,1}[k]+v_{d,3}[k]}{2} - v_{d,2}[k]\right). \end{cases} \tag{B.4}$$

Enfin, pour supprimer tous phénomènes transitoires de régulation de vitesse, toutes les mesures sont enregistrées au moins sur une période mécanique et moyennées. Cela élimine tout composant de signal à la périodicité électrique ou mécanique, y compris les harmoniques du moteur, les harmoniques de temps mort de l'onduleur et les défauts de nature mécanique, tels que le désalignement et les excentricités.

La procédure est appliquée sur toute la gamme de courants que le moteur peut supporter afin d'obtenir une cartographie du moteur. Cette procédure est appliquée sur nos différents moteurs pour obtenir des modèles en régime permanent.

Annexe C

Calcul pour l'identification sans capteur.

L'équation (4.4), avec les contraintes (4.18), est développée :

$$\begin{array}{c} w_{22}p_1^4 + 2\,w_{24}p_1^2p_3^2 + w_{44}p_3^4 + 2\,w_{12}p_1^3 + 2\,w_{23}p_1^2p_3 + 2\,w_{14}p_1p_3^2 + 2\,w_{34}p_3^3 \\ +2\,w_{25}p_1^2p_5 + 2\,w_{45}p_3^2p_5 + w_{11}p_1^2 + 2\,w_{13}p_1p_3 + w_{33}p_3^2 + 2\,w_{15}p_1p_5 \\ +2\,w_{35}p_3p_5 + w_{55}p_5^2 - 2\,p_1^2y_2 - 2\,p_3^2y_4 - 2\,p_1y_1 - 2\,p_3y_3 - 2\,p_5y_5, \end{array} \tag{C.1}$$

avec w_{ij} les composantes de R_W sachant que $w_{ij} = w_{ji}$, et y_k les composantes de R_{Wy} avec $\{i, j, k\} \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$.

La dérivée partielle de C.1 par rapport aux paramètres Θ_1 (R), Θ_3 (L), and Θ_5 (ϕ_f^2) est la solution qui minimize (4.19). On obtient :

$$\begin{array}{lcl} 4\,w_{22}p_1^3 + 4\,w_{24}p_1p_3^2 + 6\,w_{12}p_1^2 + 4\,w_{23}p_1p_3 + 2\,w_{14}p_3^2 + 4\,w_{25}p_1p_5 & & \\ +2\,w_{11}p_1 + 2\,w_{13}p_3 + 2\,w_{15}p_5 - 4\,p_1y_2 - 2\,y_1 & = & 0, \\ 4\,w_{24}p_1^2p_3 + 4\,w_{44}p_3^3 + 2\,w_{23}p_1^2 + 4\,w_{14}p_1p_3 + 6\,w_{34}p_3^2 + 4\,w_{45}p_3p_5 & & \\ +2\,w_{13}p_1 + 2\,w_{33}p_3 + 2\,w_{35}p_5 - 4\,p_3y_4 - 2\,y_3 & = & 0, \\ 2\,w_{25}p_1^2 + 2\,w_{45}p_3^2 + 2\,w_{15}p_1 + 2\,w_{35}p_3 + 2\,w_{55}p_5 - 2\,y_5 & = & 0. \end{array} \tag{C.2}$$

Une transforamtion utilisant la résultante du système polynominal (C.2) qui puisse être résolu consiste à obtenir un polynôme dépendant de Θ_1. On obtient le polynôme de degrée 9 :

$$
\begin{aligned}
&\left(a_0a_1^2b_0^2 - 2a_0^2a_1b_0b_1 + a_0^3b_1^2\right)\boldsymbol{\Theta_1^9}\\
&+\left(a_1^2a_2b_0^2 + 2a_0a_1a_4b_0^2 - 4a_0a_1a_2b_0b_1 - 2a_0^2a_4b_0b_1 + 3a_0^2a_2b_1^2 + 2a_0a_1^2b_0b_3 - 2a_0^2a_1b_1b_3\right)\boldsymbol{\Theta_1^8}\\
&+(2a_1a_2a_4b_0^2 + a_0a_4^2b_0^2 + a_1^2a_5b_0^2 - 2a_1a_2^2b_0b_1 + a_0a_3^2b_0b_1 - 4a_0a_2a_4b_0b_1 - 4a_0a_1a_5b_0b_1 + 3a_0a_2^2b_1^2 + 3a_0^2a_5b_1^2 - a_1^2a_3b_0b_2 + 3a_0a_1a_3b_1b_2\\
&+a_1^3b_2^2 + 2a_1^2a_2b_0b_3 + 4a_0a_1a_4b_0b_3 - 4a_0a_1a_2b_1b_3 - 2a_0^2a_4b_1b_3 + a_0a_1^2b_3^2 - a_0a_1a_3b_0b_4 - a_0^2a_3b_1b_4 - 2a_0a_1^2b_2b_4 + a_0^2a_1b_4^2 + 2a_0a_1^2b_0b_6\\
&-2a_0^2a_1b_1b_6)\boldsymbol{\Theta_1^7}\\
&+(a_2a_4^2b_0^2 + 2a_1a_4a_5b_0^2 + a_1^2a_7b_0^2 + a_2a_3^2b_0b_1 - 2a_2^2a_4b_0b_1 - 4a_1a_2a_5b_0b_1 - 4a_0a_4a_5b_0b_1 + 2a_0a_3a_6b_0b_1 - 4a_0a_1a_7b_0b_1 + a_2^3b_1^2 + 6a_0a_2a_5b_1^2\\
&+3a_0^2a_7b_1^2 - 2a_1a_3a_4b_0b_2 - a_1^2a_6b_0b_2 + 3a_1a_2a_3b_1b_2 + 3a_0a_3a_4b_1b_2 + 3a_0a_1a_6b_1b_2 + 3a_1^2a_4b_2^2 + 4a_1a_2a_4b_0b_3 + 2a_0a_4^2b_0b_3 + 2a_1^2a_5b_0b_3\\
&-2a_1a_2^2b_1b_3 + a_0a_3^2b_1b_3 - 4a_0a_2a_4b_1b_3 - 4a_0a_1a_5b_1b_3 - a_1^2a_3b_2b_3 + a_1^2a_2b_3^2 + 2a_0a_1a_4b_3^2 - a_1a_2a_3b_0b_4 - a_0a_3a_4b_0b_4 - a_0a_1a_6b_0b_4\\
&-2a_0a_2a_3b_1b_4 - a_0^2a_6b_1b_4 - 2a_1^2a_2b_2b_4 - 4a_0a_1a_4b_2b_4 - a_0a_1a_3b_3b_4 + 2a_0a_1a_2b_4^2 + a_0^2a_4b_4^2 - a_1^2a_3b_0b_5 + 3a_0a_1a_3b_1b_5 + 2a_1^3b_2b_5\\
&-2a_0a_1^2b_4b_5 + 2a_1^2a_2b_0b_6 + 4a_0a_1a_4b_0b_6 - 4a_0a_1a_2b_1b_6 - 2a_0^2a_4b_1b_6 + 2a_0a_1^2b_3b_6)\boldsymbol{\Theta_1^6}\\
&+(a_4^2a_5b_0^2 + 2a_1a_4a_7b_0^2 + a_3^2a_5b_0b_1 - 4a_2a_4a_5b_0b_1 - 2a_1a_5^2b_0b_1\\
&+2a_2a_3a_6b_0b_1 + a_0a_6^2b_0b_1 - 4a_1a_2a_7b_0b_1 - 4a_0a_4a_7b_0b_1 + 3a_2^2a_5b_1^2 + 3a_0a_5^2b_1^2 + 6a_0a_2a_7b_1^2 - a_3a_4^2b_0b_2 - 2a_1a_4a_6b_0b_2 - a_3^3b_1b_2\\
&+3a_2a_3a_4b_1b_2 + 3a_1a_3a_5b_1b_2 + 3a_1a_2a_6b_1b_2 + 3a_0a_4a_6b_1b_2 + 3a_1a_4^2b_2^2 + 2a_2a_4^2b_0b_3 + 4a_1a_4a_5b_0b_3 + 2a_1^2a_7b_0b_3 + a_2a_3^2b_1b_3 - 2a_2^2a_4b_1b_3\\
&-4a_1a_2a_5b_1b_3 - 4a_0a_4a_5b_1b_3 + 2a_0a_3a_6b_1b_3 - 4a_0a_1a_7b_1b_3 - 2a_1a_3a_4b_2b_3 - a_1^2a_6b_2b_3 + 2a_1a_2a_4b_3^2 + a_0a_4^2b_3^2 + a_1^2a_5b_3^2 - a_2a_3a_4b_0b_4\\
&-a_1a_3a_5b_0b_4 - a_1a_2a_6b_0b_4 - a_0a_4a_6b_0b_4 - a_2^2a_3b_1b_4 - 2a_0a_3a_5b_1b_4 - 2a_0a_2a_6b_1b_4 + a_1a_3^2b_2b_4 - 4a_1a_2a_4b_2b_4 - 2a_0a_4^2b_2b_4 - 2a_1^2a_5b_2b_4\\
&-a_1a_2a_3b_3b_4 - a_0a_3a_4b_3b_4 - a_0a_1a_6b_3b_4 + a_1a_2^2b_4^2 + 2a_0a_2a_4b_4^2 + 2a_0a_1a_5b_4^2 - 2a_1a_3a_4b_0b_5 - a_1^2a_6b_0b_5 + 3a_1a_2a_3b_1b_5 + 3a_0a_3a_4b_1b_5\\
&+3a_0a_1a_6b_1b_5 + 6a_1^2a_4b_2b_5 - a_1^2a_3b_3b_5 - 2a_1^2a_2b_4b_5 - 4a_0a_1a_4b_4b_5 + a_1^3b_5^2 + 4a_1a_2a_4b_0b_6 + 2a_0a_4^2b_0b_6 + 2a_1^2a_5b_0b_6 - 2a_1a_2^2b_1b_6\\
&+a_0a_3^2b_1b_6 - 4a_0a_2a_4b_1b_6 - 4a_0a_1a_5b_1b_6 - a_1^2a_3b_2b_6 + 2a_1^2a_2b_3b_6 + 4a_0a_1a_4b_3b_6 - a_0a_1a_3b_4b_6 + a_0a_1^2b_6^2 - a_1^2a_3b_0b_7 + 3a_0a_1a_3b_1b_7\\
&+2a_1^3b_2b_7 - 2a_0a_1^2b_4b_7)\boldsymbol{\Theta_1^5}\\
&+(a_4^2a_7b_0^2 - 2a_4a_5^2b_0b_1 + 2a_3a_5a_6b_0b_1\\
&+a_2a_6^2b_0b_1 + a_3^2a_7b_0b_1 - 4a_2a_4a_7b_0b_1 - 4a_1a_5a_7b_0b_1 + 3a_2a_5^2b_1^2 + 3a_2^2a_7b_1^2 + 6a_0a_5a_7b_1^2 - a_4^2a_6b_0b_2 + 3a_3a_4a_5b_1b_2 - 3a_3^2a_6b_1b_2\\
&+3a_2a_4a_6b_1b_2 + 3a_1a_5a_6b_1b_2 + 3a_1a_3a_7b_1b_2 + a_4^3b_2^2 + 2a_4^2a_5b_0b_3 + 4a_1a_4a_7b_0b_3 + a_3^2a_5b_1b_3 - 4a_2a_4a_5b_1b_3 - 2a_1a_5^2b_1b_3 + 2a_2a_3a_6b_1b_3\\
&+a_0a_6^2b_1b_3 - 4a_1a_2a_7b_1b_3 - 4a_0a_4a_7b_1b_3 - a_3a_4^2b_2b_3 - 2a_1a_4a_6b_2b_3 + a_2a_4^2b_3^2 + 2a_1a_4a_5b_3^2 + a_1^2a_7b_3^2 - a_3a_4a_5b_0b_4 - a_2a_4a_6b_0b_4\\
&-a_1a_5a_6b_0b_4 - a_1a_3a_7b_0b_4 - 2a_2a_3a_5b_1b_4 - a_2^2a_6b_1b_4 - 2a_0a_5a_6b_1b_4 - 2a_0a_3a_7b_1b_4 + a_3^2a_4b_2b_4 - 2a_2a_4^2b_2b_4 - 4a_1a_4a_5b_2b_4 + 2a_1a_3a_6b_2b_4\\
&-2a_1^2a_7b_2b_4 - a_2a_3a_4b_3b_4 - a_1a_3a_5b_3b_4 - a_1a_2a_6b_3b_4 - a_0a_4a_6b_3b_4 + a_2^2a_4b_4^2 + 2a_1a_2a_5b_4^2 + 2a_0a_4a_5b_4^2 + 2a_0a_1a_7b_4^2 - a_3a_4^2b_0b_5\\
&-2a_1a_4a_6b_0b_5 - a_3^3b_1b_5 + 3a_2a_3a_4b_1b_5 + 3a_1a_3a_5b_1b_5 + 3a_1a_2a_6b_1b_5 + 3a_0a_4a_6b_1b_5 + 6a_1a_4^2b_2b_5 - 2a_1a_3a_4b_3b_5 - a_1^2a_6b_3b_5 + a_1a_3^2b_4b_5\\
&-4a_1a_2a_4b_4b_5 - 2a_0a_4^2b_4b_5 - 2a_1^2a_5b_4b_5 + 3a_1^2a_4b_5^2 + 2a_2a_4^2b_0b_6 + 4a_1a_4a_5b_0b_6 + 2a_1^2a_7b_0b_6 + a_2a_3^2b_1b_6 - 2a_2^2a_4b_1b_6 - 4a_1a_2a_5b_1b_6\\
&-4a_0a_4a_5b_1b_6 + 2a_0a_3a_6b_1b_6 - 4a_0a_1a_7b_1b_6 - 2a_1a_3a_4b_2b_6 - a_1^2a_6b_2b_6 + 4a_1a_2a_4b_3b_6 + 2a_0a_4^2b_3b_6 + 2a_1^2a_5b_3b_6 - a_1a_2a_3b_4b_6 - a_0a_3a_4b_4b_6\\
&-a_0a_1a_6b_4b_6 - a_1^2a_3b_5b_6 + a_1^2a_2b_6^2 + 2a_0a_1a_4b_6^2 - 2a_1a_3a_4b_0b_7 - a_1^2a_6b_0b_7 + 3a_1a_2a_3b_1b_7 + 3a_0a_3a_4b_1b_7 + 3a_0a_1a_6b_1b_7 + 6a_1^2a_4b_2b_7\\
&-a_1^2a_3b_3b_7 - 2a_1^2a_2b_4b_7 - 4a_0a_1a_4b_4b_7 + 2a_1^3b_5b_7)\boldsymbol{\Theta_1^4}\\
&+(a_5a_6^2b_0b_1 - 4a_4a_5a_7b_0b_1 + 2a_3a_6a_7b_0b_1 - 2a_1a_7^2b_0b_1 + a_5^3b_1^2 + 6a_2a_5a_7b_1^2 + 3a_0a_7^2b_1^2 + 3a_4a_5a_6b_1b_2 - 3a_3a_6^2b_1b_2 + 3a_3a_4a_7b_1b_2\\
&+3a_1a_6a_7b_1b_2 + 2a_4^2a_7b_0b_3 - 2a_4a_5^2b_1b_3 + 2a_3a_5a_6b_1b_3 + a_2a_6^2b_1b_3 + a_3^2a_7b_1b_3 - 4a_2a_4a_7b_1b_3 - 4a_1a_5a_7b_1b_3 - a_4^2a_6b_2b_3 + a_4^2a_5b_3^2\\
&+2a_1a_4a_7b_3^2 - a_4a_5a_6b_0b_4 - a_3a_4a_7b_0b_4 - a_1a_6a_7b_0b_4 - a_3a_5^2b_1b_4 - 2a_2a_5a_6b_1b_4 - 2a_2a_3a_7b_1b_4 - 2a_0a_6a_7b_1b_4 - 2a_4^2a_5b_2b_4 + 2a_3a_4a_6b_2b_4\\
&+a_1a_6^2b_2b_4 - 4a_1a_4a_7b_2b_4 - a_3a_4a_5b_3b_4 - a_2a_4a_6b_3b_4 - a_1a_5a_6b_3b_4 - a_1a_3a_7b_3b_4 + 2a_2a_4a_5b_4^2 + a_1a_5^2b_4^2 + 2a_1a_2a_7b_4^2 + 2a_0a_4a_7b_4^2\\
&-a_4^2a_6b_0b_5 + 3a_3a_4a_5b_1b_5 - 3a_3^2a_6b_1b_5 + 3a_2a_4a_6b_1b_5 + 3a_1a_5a_6b_1b_5 + 3a_1a_3a_7b_1b_5 + 2a_4^3b_2b_5 - a_3a_4^2b_3b_5 - 2a_1a_4a_6b_3b_5 + a_3^2a_4b_4b_5\\
&-2a_2a_4^2b_4b_5 - 4a_1a_4a_5b_4b_5 + 2a_1a_3a_6b_4b_5 - 2a_1^2a_7b_4b_5 + 3a_1a_4^2b_5^2 + 2a_4^2a_5b_0b_6 + 4a_1a_4a_7b_0b_6 + a_3^2a_5b_1b_6 - 4a_2a_4a_5b_1b_6 - 2a_1a_5^2b_1b_6\\
&+2a_2a_3a_6b_1b_6 + a_0a_6^2b_1b_6 - 4a_1a_2a_7b_1b_6 - 4a_0a_4a_7b_1b_6 - a_3a_4^2b_2b_6 - 2a_1a_4a_6b_2b_6 + 2a_2a_4^2b_3b_6 + 4a_1a_4a_5b_3b_6 + 2a_1^2a_7b_3b_6 - a_2a_3a_4b_4b_6\\
&-a_1a_3a_5b_4b_6 - a_1a_2a_6b_4b_6 - a_0a_4a_6b_4b_6 - 2a_1a_3a_4b_5b_6 - a_1^2a_6b_5b_6 + 2a_1a_2a_4b_6^2 + a_0a_4^2b_6^2 + a_1^2a_5b_6^2 - a_3a_4^2b_0b_7 - 2a_1a_4a_6b_0b_7\\
&-a_3^3b_1b_7 + 3a_2a_3a_4b_1b_7 + 3a_1a_3a_5b_1b_7 + 3a_1a_2a_6b_1b_7 + 3a_0a_4a_6b_1b_7 + 6a_1a_4^2b_2b_7 - 2a_1a_3a_4b_3b_7 - a_1^2a_6b_3b_7 + a_1a_3^2b_4b_7 - 4a_1a_2a_4b_4b_7\\
&-2a_0a_4^2b_4b_7 - 2a_1^2a_5b_4b_7 + 6a_1^2a_4b_5b_7 - a_1^2a_3b_6b_7 + a_1^3b_7^2)\boldsymbol{\Theta_1^3}\\
&+(a_6^2a_7b_0b_1 - 2a_4a_7^2b_0b_1 + 3a_5^2a_7b_1^2 + 3a_2a_7^2b_1^2 - a_6^3b_1b_2 + 3a_4a_6a_7b_1b_2 + a_5a_6^2b_1b_3 - 4a_4a_5a_7b_1b_3 + 2a_3a_6a_7b_1b_3 - 2a_1a_7^2b_1b_3\\
&+a_4^2a_7b_3^2 - a_4a_6a_7b_0b_4 - a_5^2a_6b_1b_4 - 2a_3a_5a_7b_1b_4 - 2a_2a_6a_7b_1b_4 + a_4a_6^2b_2b_4 - 2a_4^2a_7b_2b_4 - a_4a_5a_6b_3b_4 - a_3a_4a_7b_3b_4 - a_1a_6a_7b_3b_4\\
&+a_4a_5^2b_4^2 + 2a_2a_4a_7b_4^2 + 2a_1a_5a_7b_4^2 + 3a_4a_5a_6b_1b_5 - 3a_3a_6^2b_1b_5 + 3a_3a_4a_7b_1b_5 + 3a_1a_6a_7b_1b_5 - a_4^2a_6b_3b_5 - 2a_4^2a_5b_4b_5 + 2a_3a_4a_6b_4b_5\\
&+a_1a_6^2b_4b_5 - 4a_1a_4a_7b_4b_5 + a_4^3b_5^2 + 2a_4^2a_7b_0b_6 - 2a_4a_5^2b_1b_6 + 2a_3a_5a_6b_1b_6 + a_2a_6^2b_1b_6 + a_3^2a_7b_1b_6 - 4a_2a_4a_7b_1b_6 - 4a_1a_5a_7b_1b_6\\
&-a_4^2a_6b_2b_6 + 2a_4^2a_5b_3b_6 + 4a_1a_4a_7b_3b_6 - a_3a_4a_5b_4b_6 - a_2a_4a_6b_4b_6 - a_1a_5a_6b_4b_6 - a_1a_3a_7b_4b_6 - a_3a_4^2b_5b_6 - 2a_1a_4a_6b_5b_6 + a_2a_4^2b_6^2\\
&+2a_1a_4a_5b_6^2 + a_1^2a_7b_6^2 - a_4^2a_6b_0b_7 + 3a_3a_4a_5b_1b_7 - 3a_3^2a_6b_1b_7 + 3a_2a_4a_6b_1b_7 + 3a_1a_5a_6b_1b_7 + 3a_1a_3a_7b_1b_7 + 2a_4^3b_2b_7 - a_3a_4^2b_3b_7\\
&-2a_1a_4a_6b_3b_7 + a_3^2a_4b_4b_7 - 2a_2a_4^2b_4b_7 - 4a_1a_4a_5b_4b_7 + 2a_1a_3a_6b_4b_7 - 2a_1^2a_7b_4b_7 + 6a_1a_4^2b_5b_7 - 2a_1a_3a_4b_6b_7 - a_1^2a_6b_6b_7 + 3a_1^2a_4b_7^2)\boldsymbol{\Theta_1^2}\\
&+(3a_5a_7^2b_1^2 + a_6^2a_7b_1b_3 - 2a_4a_7^2b_1b_3 - 2a_5a_6a_7b_1b_4 - a_3a_7^2b_1b_4 - a_4a_6a_7b_3b_4 + 2a_4a_5a_7b_4^2\\
&+a_1a_7^2b_4^2 - a_6^3b_1b_5 + 3a_4a_6a_7b_1b_5 + a_4a_6^2b_4b_5 - 2a_4^2a_7b_4b_5 + a_5a_6^2b_1b_6 - 4a_4a_5a_7b_1b_6 + 2a_3a_6a_7b_1b_6 - 2a_1a_7^2b_1b_6\\
&+2a_4^2a_7b_3b_6 - a_4a_5a_6b_4b_6 - a_3a_4a_7b_4b_6 - a_1a_6a_7b_4b_6 - a_4^2a_6b_5b_6 + a_4^2a_5b_6^2 + 2a_1a_4a_7b_6^2 + 3a_4a_5a_6b_1b_7 - 3a_3a_6^2b_1b_7\\
&+3a_3a_4a_7b_1b_7 + 3a_1a_6a_7b_1b_7 - a_4^2a_6b_3b_7 - 2a_4^2a_5b_4b_7 + 2a_3a_4a_6b_4b_7 + a_1a_6^2b_4b_7 - 4a_1a_4a_7b_4b_7 + 2a_4^3b_5b_7 - a_3a_4^2b_6b_7 - 2a_1a_4a_6b_6b_7\\
&+3a_1a_4^2b_7^2)\boldsymbol{\Theta_1} + a_7^3b_1^2 - a_6a_7^2b_1b_4 + a_4a_7^2b_4^2 + a_6^2a_7b_1b_6 - 2a_4a_7^2b_1b_6 - a_4a_6a_7b_4b_6 + a_4^2a_7b_6^2 - a_6^3b_1b_7 + 3a_4a_6a_7b_1b_7\\
&+a_4a_6^2b_4b_7 - 2a_4^2a_7b_4b_7 - a_4^2a_6b_6b_7 + a_4^3b_7^2
\end{aligned}
$$

où les coefficients a_m et b_m pour $m \in \{1,2,3,4,5,6,7\}$ sont des combinaisons des coefficients w_{ij} et y_k.

Les solutions de ce polynôme sont approximées numériquement comme les valeurs propres de la matrice compagnon du polynôme.

Le paramètre Θ_3 est résolu à partir du polynôme de degré 2 évalue pour les valeurs Θ_1 :

$$a_0\Theta_1^3 + a_1\Theta_1\Theta_3^2 + a_2\Theta_1^2 + a_3\Theta_1\Theta_3 + a_4\Theta_3^2 + a_5\Theta_1 + a_6\Theta_3 + a_7. \tag{C.3}$$

Enfin, le paramètre Θ_5 peut être résolu directement à partir de (C.2).

La résolution fournit une liste de solutions possibles pour $\{\Theta_1, \Theta_3, \Theta_5\}$. La solution positive fournissant la valeur minimum de (4.19)) est la solution optimale.

Bibliographie

Bibliographie personnelle

RICL (Revues Internationales avec Comité de Lecture)

[1] D. Banda Morales et al. "Single-Gain Super-Twisting Algorithm Application to PMSM". In : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics* 2.3 (2021), p. 237-246. doi : 10.1109/JESTIE.2021.3051589.

[2] J. Kreiss et al. "Optimal control allocation for the parallel interconnection of buck converters". In : *Control Engineering Practice* 109 (2021), p. 104727. issn : 0967-0661.

[3] J. Kreiss et al. "Hamiltonian Point of View on Parallel Interconnection of Buck Converters". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* (2020), p. 1-10.

[4] X. Zhang et al. "Modeling, Control and Experimental Evaluation of Multi-functional Converter System". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2020), p. 1. issn : 1557-9948.

[5] R. Delpoux et al. "New Framework for Optimal Current Sharing of Nonidentical Parallel Buck Converters". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 27.3 (2019), p. 1237-1243.

[6] M. Romero-Rodríguez et al. "An implementation method for the supervisory control of time-driven systems applied to high-voltage direct current transmission grids". In : *Control Engineering Practice* 82 (2019), p. 97-107.

[7] J.-F. Trégouët et R. Delpoux. "New framework for parallel interconnection of buck converters : Application to optimal current-sharing with constraints and unknown load". In : *Control Engineering Practice* 87 (2019), p. 59-75.

[8] R. Delpoux et T. Floquet. "On-line parameters estimation via algebraic method : An experimental illustration." In : *Asian Journal of Control* 17.1 (2015), p. 315-326. doi : 10.1002/asjc.0000.

[9] R. Delpoux, L. Hetel et A. Kruszewski. "Parameter-Dependent Relay Control : Application to PMSM". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 23.4 (2015), p. 1628-1637. issn : 1063-6536. doi : 10.1109/TCST.2014.2378173.

[10] R. Delpoux, M. Bodson et T. Floquet. "Parameter estimation of permanent magnet stepper motors without mechanical sensors". In : *Control Engineering Practice* 26 (2014), p. 178-187. issn : 09670661. doi : 10.1016/j.conengprac.2014.01.015.

[11] R. Delpoux et T. Floquet. "High-order sliding mode control for sensorless trajectory tracking of a PMSM". In : *International Journal of Control* 87.10 (2014), p. 2140-2155. issn : 0020-7179. doi : 10.1080/00207179.2014.903563.

RNCL (Revues Nationale avec Comité de Lecture)

[12] R. Delpoux, L. Kerhuel et V. Léchappé. "On Chip Rapid Control Prototyping for DC Motor". In : *J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes* (2021).

CICL (Conférences Internationales avec Comité de Lecture)

[13] L. Schuller et al. "Online Estimation and Compensation of Back-Electromotive Forces for Synchronous Reluctance Machine". In : *47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2021.

[14] R. Delpoux et al. "On Chip Rapid Control Prototyping for Education". In : *21st IFAC World Congress*. Berlin, Germany, 2020.

[15] J. Kreiss et al. "A New Framework for Dealing with Input Constraints on Parallel Interconnection of Buck Converters". In : *18th European Control Conference*. Naples, Italy, 2019, p. 429-434.

[16] A. Ndoye et al. "Robust relay control for buck converters : experimental application". In : *Conference on Decision and Control*. Nice, France, 2019.

[17] J. Kreiss et al. "A Geometric Point of View on Parallel Interconnection of Buck Converters". In : *17th European Control Conference*. Limassol, Cyprus, 2018, p. 70-75.

[18] J. Kreiss et al. "Flux Weakening of PMSM for Enhancing Torque Tracking". In : *17th European Control Conference*. Limassol, Cyprus, 2018, p. 2665-2670.

[19] R. Delpoux, X. Lin-Shi et X. Brun. "Torque ripple reductions for non-sinusoidal BEMF Motor : An observation based control approach". In : *20th IFAC World Congres*. T. 50. 1. Toulouse, France, 2017, p. 15766-15772.

[20] M. Romero-Rodríguez et al. "Supervisory Control for High-Voltage Direct Current Transmission Systems". In : *20th IFAC World Congres*. T. 50. 1. Toulouse, France, 2017, p. 12326-12332.

[21] J.-F. Trégouët et R. Delpoux. "Parallel interconnection of buck converters revisited". In : *20th IFAC World Congres*. T. 50. 1. Toulouse, France, 2017, p. 15792-15797.

[22] J.-F. Trégouët, R. Delpoux et J.-Y. Gauthier. "Optimal secondary control for DC microgrids". In : *25th IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Santa Clara, CA, USA, 2016, p. 510-515.

[23] R. Delpoux, L. Hetel et A. Kruszewski. "Permanent Magnet Synchronous Motor control via Parameter Dependent Relay Control". In : *2014 American Control Conference*. 2014, p. 5230-5235.

[24] R. Delpoux et al. "Toward on-line robot vibratory modes estimation". In : *2014 American Control Conference*. Portland, USA, 2014, CDROM.

[25] R. Delpoux, H. Sira-Ramírez et T. Floquet. "Acceleration Feedback via an algebraic state estimation method". In : *52th IEEE Conference on Decision and Control*. Florence, Italie, 2013, p. —.

[26] R. Delpoux, M. Bodson et T. Floquet. "Joint Identification of Stepper Motor Parameters and of Initial Encoder Offset". In : *16th IFAC Symposium on System Identification*. Brussels, Belgique, 2012.

[27] R. Delpoux, M. Bodson et T. Floquet. “Parameter estimation of permanent magnet stepper motors without position or velocity sensors”. In : *2012 American Control Conference*. Montréal, Québec, 2012, p. 1180-1185.

[28] R. Delpoux. “Estimation en ligne de paramètres d’un palier magnétique”. In : *4ieme Journées Doctorales MACS*. 1. Marseille, France, 2011, p. 421-426.

[29] R. Delpoux et T. Floquet. “On-line parameter estimation of a magnetic bearing”. In : *19th Mediterranean Conference on Control Automation*. Corfu, Greece, 2011, p. 388-393. doi : 10.1109/MED.2011.5983117.

[30] R. Delpoux et al. “Enhancing Multimedia Experience in Satellite Communication Systems with AQM-Based Traffic Controllers”. In : *2nd International Conference on Advances in Satellite and Space Communications*. 2010, p. 76-81. doi : 10.1109/SPACOMM.2010.25.

[31] R. Delpoux et al. “Satellite Terminal Quality of Service Management with AQM Control”. In : *15th Ka and Broadband Communications, Navigation and Earth Observation Conference*. Cagliari, Italy, 2009.

Brevet

[32] L. Piétrac et al. *Procédé de supervision d’une instalation HVDC - FR3099858B1*. 2021.

Autre

[33] R. Delpoux et A. Ramdane. “Un dispositif de freinage 100 % électrique”. In : *Lettre de l’Innovation du CNRS*. 2020.

Bibliographie générale

[34] P. Bernard et L. Praly. “Estimation of position and resistance of a sensorless PMSM : a nonlinear Luenberger approach for a non-observable system”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 66.2 (2021), p. 481-496. doi : 10.1109/TAC.2020.2981341.

[35] 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* 68.3 (2021), p. 1972-1981. doi : 10.1109/TIE.2020.2973897.

[36] P. Andrada et al. “Design of a Novel Modular Axial-Flux Double Rotor Switched Reluctance Drive”. In : *Energies* 13.5 (2020). issn : 1996-1073. doi : 10.3390/en13051161.

[37] Y. Bao et al. “A Novel Concept of Ribless Synchronous Reluctance Motor for Enhanced Torque Capability”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.4 (2020), p. 2553-2563. doi : 10.1109/TIE.2019.2914616.

[38] P.-C.-K. Luk, H.-A. Abdulrahem et B. Xia. “Low-cost high-performance ferrite permanent magnet machines in EV applications : A comprehensive review”. In : *eTransportation* 6 (2020), p. 100080. issn : 2590-1168. doi : 10.1016/j.etran.2020.100080.

[39] S. Tarbouriech et I. Queinnec. “Tour d’horizon sur les techniques anti-windup pour les systèmes saturés Commande anti-windup”. In : *Techniques de l’ingénieur* (2020).

[40] B. Ban, S. Stipetić et M. Klanac. "Synchronous Reluctance Machines : Theory, Design and the Potential use in Traction Applications". In : *2019 International Conference on Electrical Drives & Power Electronics (EDPE)*. IEEE. 2019, p. 177-188.

[41] G Beneux et al. "Adaptive stabilization of switched affine systems with unknown equilibrium points : Application to power converters". In : *Automatica* 99 (2019), p. 82-91.

[42] A. Rassolkin et al. "Efficiency map comparison of induction and synchronous reluctance motors". In : *2019 26th International Workshop on Electric Drives : Improvement in Efficiency of Electric Drives*. IEEE. 2019, p. 1-4.

[43] A. Troullaki et al. "Life Cycle Assessment of Locally Manufactured Small Wind Turbines and Pico-Hydro Plants". In : *2019 International Conference on Smart Energy Systems and Technologies (SEST)*. 2019, p. 1-6. doi : 10.1109/SEST.2019.8849074.

[44] A. Beciu et G. Valmorbida. "Anti-Windup Design for Synchronous Machines". In : *Anti-Windup Design for Synchronous Machines Andreea Beciu Giorgio Valmorbida International Workshop on Robust LPV Control Techniques and Anti-Windup Design*. 2018.

[45] G. Beneux et al. "Integral action for uncertain switched affine systems with application to DC/DC converters". In : *2018 European Control Conference (ECC)* (2018), p. 795-800.

[46] M. Ibrahim et P. Pillay. "The loss of self-excitation capability in stand-alone synchronous reluctance generators". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.6 (2018), p. 6290-6298.

[47] G. Pitron. *La guerre des métaux rares : la face cachée de la transition énergétique et numérique*. Les Liens. Paris, 2018. isbn : 979-10-209-0574-1.

[48] C. Albea-Sanchez et al. "Hybrid control scheme for a half-bridge inverter". In : *IFAC 2017 World Congress*. Toulouse, France, 2017, pp.9746-9751.

[49] S Hadjeras, C Albea-Sanchez et Garcia G. "Hybrid adaptive control of the boost converter". In : *2017 IEEE 56th Annual Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE. 2017, p. 5720-5725.

[50] Z Kader et al. "Non-quadratic stabilization of switched affine systems". In : *IFAC 2017 - 20th World Congress of the International Federation of Automatic Control,* Toulouse, France, 2017, p. 1-4.

[51] H. Kärkkäinen et al. "Technology comparison of induction motor and synchronous reluctance motor". In : *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. 2017, p. 2207-2212.

[52] S.-.Sara Maroufian et P. Pillay. "Self-excitation criteria of the synchronous reluctance generator in stand-alone mode of operation". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.2 (2017), p. 1245-1253.

[53] H.-M. Omar. "Enhancing Automatic Control Learning through Arduino-Based Projects". In : *European Journal of Engineering Education* 43.5 (2017), p. 652-663.

[54] L. Hetel, M. Defoort et M. Djemaï. "Binary Control Design for a Class of Bilinear Systems : Application to a Multilevel Power Converter". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 24.2 (2016), p. 719-726. issn : 1063-6536. doi : 10.1109/TCST.2015.2460696.

[55] C. Rodriguez et al. "Teaching Real-Time Programming Using Mobile Robots". In : *11th IFAC Symposium on Advances in Control Education ACE*. T. 49. 2016, p. 10-15.

[56] A. Glumineau et J. De Leon Morales. *Sensorless AC Electric Motor Control*. Advances i. Springer International Publishing, 2015, p. XVIII, 244. isbn : 978-3-319-14585-3. doi : 10.1007/978-3-319-14586-0.

[57] L. Hetel, E. Fridman et T. Floquet. "Variable structure control with generalized relays : a simple convex optimization approach". In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 60.2 (2015), p. 497-502.

[58] A. Soriano et al. "Low Cost Platform for Automatic Control Education Based on Open Hardware". In : *9th IFAC World Congress*. T. 47. 2014, p. 9044-9050.

[59] E. Armando et al. "Experimental Identification of the Magnetic Model of Synchronous Machines". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 49.5 (2013), p. 2116-2125. doi : 10.1109/TIA.2013.2258876.

[60] M. Lizarraga, G.-H. Elkaim et R. Curry. "SLUGS UAV : A Flexible and Versatile Hardware/Software Platform for Guidance Navigation and Control Research". In : *American Control Conference*. 2013, p. 674-679.

[61] R. Madhavan et B.-G. Fernandes. "Axial Flux Segmented SRM With a Higher Number of Rotor Segments for Electric Vehicles". In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 28 (2013), p. 203-213.

[62] M.-A. Rahman. "History of interior permanent magnet motors [History]". In : *IEEE Industry Applications Magazine* 19.1 (2013), p. 10-15. doi : 10.1109/MIAS.2012.2221996.

[63] P.-E. Vidal et al. "Generalized inverses applied to pulse width modulation for static conversion : A first study". In : *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013, p. 1-10. doi : 10.1109/EPE.2013.6634683.

[64] R Goedel, R.-G. Sanfelice et A.-R. Teel. *Hybrid dynamical systems : modeling stability, and robustness*. 2012.

[65] Z. Wang, K. Lu et F. Blaabjerg. "A Simple Startup Strategy Based on Current Regulation for Back-EMF-Based Sensorless Control of PMSM". In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 27.8 (2012), p. 3817-3825. doi : 10.1109/TPEL.2012.2186464.

[66] J.-N. Chiasson et A. Oteafy. "Elimination Theory for Nonlinear Parameter Estimation". In : *Advances in the Theory of Control, Signals and Systems with Physical Modeling*. Sous la dir. de Jean Levine et Philippe Mullhaupt. T. 407. Lecture Notes in Control and Information Sciences. Berlin, Heidelberg : Springer, 2011, p. 65-75. doi : 10.1007/978-3-642-16135-3.

[67] Zhai J. et Yu Y. *Brushless DC Motor Fundamentals Application Note*. 2011.

[68] S. Tarbouriech et al. *Stability and Stabilization of Linear Systems with Saturating Actuators*. Springer-Verlag London, 2011, p. 430.

[69] L. Zaccarian et A.-R. Teel. *Modern anti-windup synthesis : control augmentation for actuator saturation*. Princeton University Press, 2011.

[70] R. Chakirov et Y. Vagapov. "Rapid Control Prototyping Platform for the Design of Control Systems for Automotive Electromechanical Actuators". In : *5th IFAC Symposium on Mechatronic Systems*. T. 43. 5th {{IFAC Symposium}} on {{Mechatronic Systems}}. 2010, p. 646-651.

[71] G.-S. Deaecto et al. "Switched affine systems control design with application to DC-DC converters". In : *IET Control Theory Applications* 4.7 (2010), p. 1201-1210. issn : 1751-8644. doi : 10.1049/iet-cta.2009.0246.

[72] A. Krings et J. Soulard. "Overview and comparison of iron loss models for electrical machines". In : *Journal of Electrical Engineering* 10.3 (2010), p. 162-169.

[73] D. Lu et N.-C. Kar. "A review of flux-weakening control in permanent magnet synchronous machines". In : *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010, p. 1-6. doi : 10.1109/VPPC.2010.5728986.

[74] K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Instrumentation and controls series. Prentice Hall, 2010. isbn : 9780136156734.

[75] M. Defoort et al. "A Third-Order Sliding-Mode Controller for a Stepper Motor". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.9 (2009), p. 3337-3346.

[76] H. Lin et P.-J. Antsaklis. "Stability and stabilizability of switched linear systems : a survey of recent results". In : *IEEE Transactions on Automatic control* 54.2 (2009), p. 308-322.

[77] P. March et M.-C. Turner. "Anti-Windup Compensator Designs for Nonsalient Permanent-Magnet Synchronous Motor Speed Regulators". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 45.5 (2009), p. 1598-1609. doi : 10.1109/TIA.2009.2027157.

[78] C. Olalla et al. "Robust LQR Control for PWM Converters : An LMI Approach". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.7 (2009), p. 2548-2558. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2009.2017556.

[79] S. Tarbouriech et M. Turner. "Anti-windup design : an overview of some recent advances and open problems". In : *IET Control Theory & Applications* 3.1 (2009), 1-19(18). issn : 1751-8644.

[80] A. Boglietti et M. Pastorelli. "Induction and synchronous reluctance motors comparison". In : *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. 2008, p. 2041-2044. doi : 10.1109/IECON.2008.4758270.

[81] B. Kroposki et al. "Making microgrids work". In : *IEEE Power and Energy Magazine* 6.3 (2008), p. 40-53.

[82] F. Nollet, T. Floquet et W. Perruquetti. "Observer-based second order sliding mode control laws for stepper motors". In : *Control Engineering Practice* 16.4 (2008), p. 429-443. issn : 0967-0661. doi : 10.1016/j.conengprac.2007.05.008.

[83] K.-J. Astrom et T. Hagglund. *Advanced PID control*. Advanced PID control : ISA, 2006. url : https://cds.cern.ch/record/1514097.

[84] R. Bucher et S. Balemi. "Rapid Controller Prototyping with Matlab/Simulink and Linux". In : *Control Engineering Practice*. Special Section on Advances in Control Education 12.2 (2006), p. 185-192.

[85] D. Hercog, M. Curkovic et K. Jezernik. "DSP Based Rapid Control Prototyping Systems for Engineering Education and Research". In : *IEEE Conference on Computer Aided Control Systems Design*. 2006, p. 2292-2297.

[86] P. Piagi et R.-H. Lasseter. "Autonomous control of microgrids". In : *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. 2006.

[87] J.-N. Chiasson. *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. IEEE Press. 2005.

[88] Z Sun et Shuzhi S Ge. "Analysis and synthesis of switched linear control systems". In : *Automatica* 41.2 (2005), p. 181-195.

[89] K. Wang et al. “A nonlinear least-squares approach for identification of the induction motor parameters”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 50.10 (2005), p. 1622-1628. ISSN : 0018-9286. DOI : 10.1109/TAC.2005.856661.

[90] S. Yamamoto, K. Tomishige et T. 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.* T. 3. IEEE. 2005, p. 1754-1761.

[91] Liberzon D. *Switching in systems and control.* Sous la dir. de Birkhauser Basel. Birkhauser Basel, 2003.

[92] B.-K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives.* Eastern Economy Edition. Prentice Hall PTR, 2002. ISBN : 9780130167439.

[93] A. Kilthau et J.-M. 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).* T. 4. IEEE. 2002, p. 2289-2295.

[94] H. Kim et R.-D. Lorenz. “Improved current regulators for IPM machine drives using on-line parameter estimation”. In : *37th IEEE Industry Applications Conference.* T. 1. Pittsburgh, PA, USA, 2002, p. 86-91. DOI : 10.1109/IAS.2002.1044071.

[95] K. Zhou et D. Wang. “Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM : a comprehensive analysis [three-phase inverters]”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49.1 (2002), p. 186-196. DOI : 10.1109/41.982262.

[96] B.-N. Mobarakeh et F.-M. Sargos. “On-line Identification of PMSM Electrical Parameters Based on Decoupling Control”. In : *36th IEEE Industry Applications Conference.* T. 1. C. Witwatersrand, South Africa, 2001, p. 266-273. ISBN : 078037116X. DOI : 10.1109/IAS.2001.955421.

[97] R.-A. DeCarlo et al. “Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems”. In : *Proceedings of the IEEE* 88.7 (2000), p. 1069-1082.

[98] H.-P. Nee et al. “Determination of d and q reactances of permanent-magnet synchronous motors without measurements of the rotor position”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.5 (2000), p. 1330-1335. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/28.871281.

[99] H. Sira-Ramírez. “A Passivity plus Flatness Controller for Permanent Magnet Stepper Motor”. In : *Asian Journal of Control* 2.1 (2000), p. 1-9. ISSN : 1934-6093. DOI : 10.1111/j.1934-6093.2000.tb00139.x.

[100] M. Zordan et al. “Field-weakening in high-performance PMSM drives : a comparative analysis”. In : *IEEE Industry Applications Conference.* T. 3. 2000, 1718-1724 vol.3. DOI : 10.1109/IAS.2000.882112.

[101] J. von zur Gathen et J. Gerhard. *Modern Computer Algebra.* Sous la dir. de Cambridge Univ. Press. U.K., 1999.

[102] V.-I. Utkin, J. Guldner et J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems.* Series in Systems and Control. Taylor & Francis, 1999. ISBN : 9780748401161.

[103] A.-M. Hava, R.-J. Kerkman et T.-A. Lipo. “Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies : analysis, comparison, and design”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 13.4 (1998), p. 674-689. DOI : 10.1109/63.704136.

[104] A. Verl et M. Bodson. "Torque Maximization for Permanent Magnet Synchronous Motors". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 6.6 (1998), p. 740-745.

[105] S.-R. Bowes et Y.-S. Lai. "The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44.5 (1997), p. 670-679. doi : 10.1109/41.633469.

[106] David Cox, John Little et Donal O'Shea. "Ideals, Varieties, and Algorithms. An Introduction to Computational Algebraic Geometry and Commutative Algebra 2nd ed". In : (1996). Sous la dir. de Springer-Verlag.

[107] A. Isidori. *Nonlinear Control Systems*. 3rd. Secaucus, NJ, USA : Springer-Verlag New York, Inc., 1995. isbn : 3540199160.

[108] P. Kundur. *Power System Stability And Control*. EPRI power system engineering series. McGraw-Hill, 1994, p. 1176. isbn : 9780070635159.

[109] K. Uezato, T. Senjyu et Y. Tomori. "Modeling and vector control of synchronous reluctance motors including stator iron loss". In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 30.4 (1994), p. 971-976.

[110] A.-J. Blauch, M. Bodson et J.-N. Chiasson. "High-speed parameter estimation of stepper motors". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 1.4 (1993), p. 270-279. issn : 1063-6536. doi : 10.1109/87.260272.

[111] M. Bodson et al. "High performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor". In : *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 1.1 (1993), p. 5-14. doi : 10.1109/87.221347.

[112] J.-N. Chiasson et R.-T. Novotnak. "Nonlinear speed observer for the PM stepper motor". In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 38.10 (oct. 1993), p. 1584-1588. issn : 0018-9286. doi : 10.1109/9.241582.

[113] J. Holtz. "Pulsewidth modulation-a survey". In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 39.5 (1992), p. 410-420. doi : 10.1109/41.161472.

[114] M. Zribi et J. Chiasson. "Position control of a PM stepper motor by exact linearization". In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 36.5 (1991), p. 620-625. doi : 10.1109/9.76368.

[115] T. Söderström et P. Stoica. *System Identification*. UK : Prentice-Hall International Editions, 1989.

[116] R.-D. Middlebrook et S. Cuk. "A general unified approach to modelling switching-converter power stages". In : *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1976, p. 18-34. doi : 10.1109/PESC.1976.7072895.

[117] F. Blaschke. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines". In : *Siemens Review* 34.3 (1972), p. 217-220.

[118] R.-H. Park. "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I". In : *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers* 48.3 (1929), p. 716-727. issn : 0096-3860. doi : 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.

Résumé

Ce mémoire est présenté dans le cadre de ma demande d'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) dans le domaine de l'automatique. Il présente la synthèse de mes activités de recherche et d'enseignement en qualité de maître de conférences à l'INSA Lyon au sein du laboratoire Ampère (UMR CNRS 5005) depuis 2014. Les systèmes considérés relèvent du génie électrique et plus particulièrement les Machines Synchrones (MSs). Sur le plan de la commande, une attention particulière concerne la mise en œuvre expérimentale de ces lois de commande sur des cibles industrielles bas coûts de type microcontrôleur. Il me semble qu'il existe à ce jour un manque de communication entre la communauté "automaticienne" qui développe des algorithmes théoriques de commande avancée et les ingénieurs qui, sur le terrain, seraient en mesure de mettre en œuvre ce type de loi de commande sur cibles industrielles.

L'objectif de mon travail a été de développer des solutions logicielles de "prototypage" rapide de loi de commande, basées sur Matlab/Simulink permettant de mettre en œuvre plus facilement des algorithmes de commande. Enfin, ces outils ont également permis de développer des algorithmes d'identification et de commande avancés. Le positionnement de mes travaux de recherche et les thèses que j'ai coencadré sur la commande embarquée de machines synchrones seront détaillés. Le développement de ces travaux a permis de dresser une liste des directions futures de recherches principalement orientées vers et autour de la modélisation et la commande de ces machines. Jouant un rôle important dans la transition énergétique et le développement durable, ces perspectives s'orientent vers la réduction de l'emploi des terres rares présentes dans ces machines.

Mots-clés: Commande, observation, identification, Machines Synchrones (MSs), commande temps réel embarqués, automatique pour l'électronique de puissance.

Abstract

This thesis is presented as part of my request for l'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR) in the field of automatic control. It presents the synthesis of my research and teaching activities as an assistant professor at INSA Lyon within the Ampère laboratory (UMR CNRS 5005) since 2014. The systems considered fall within electrical engineering and more particularly Synchronous Machines (SM). In terms of control, particular attention concerns the experimental implementation of these control laws on low-cost industrial microcontrollers. It seems to me that there is currently a lack of communication between the "automatic control" community which develops advanced theoretical control algorithms and the engineers who, in the field, would be able to implement this type of control law on industrial targets.

The objective of my work was to develop software solutions for rapid control prototyping, based on Matlab/Simulink allowing to implement more easily control algorithms. Finally, these tools have also made it possible to develop advanced identification and control algorithms. The positioning of my research work and the research I co-supervised on embedded control of SM will be detailed. The development of this work has made it possible to draw up a list of future research directions mainly oriented towards and around the modeling and control of these machines. Playing an important role in energy transition and sustainable development, these prospects are oriented towards reducing the use of rare earths present in these machines.

Keywords: Control, observer, identification, Synchronous Machines (SM), embedded real-time control, automatic for power electronic.