N°d'ordre NNT : 2016LYSEI129

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
l'INSA Lyon

Ecole Doctorale N° ED-160
Électrotechnique Électronique Automatique

Spécialité de doctorat : Génie Électrique

Soutenue publiquement le 29/11/2016, par :
Gaëtan Lefebvre

Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse : application à la traction ferroviaire

---

Devant le jury composé de :

Hilairet, Mickaël	Professeur des Universités	UFC	Rapporteur
Loron, Luc	Professeur des Universités	Polytech Nantes	Rapporteur
Godoy, Emmanuel	Professeur - HDR	CentraleSupélec	Examinateur
Pietrzak-David, Maria	Professeur des Universités	INP-ENSEEIHT	Examinatrice
Lin-Shi, Xuefang	Professeur des Universités	INSA Lyon	Directrice de thèse
Gauthier, Jean-Yves	Maître de conférences	INSA Lyon	Encadrant de thèse
Hijazi, Alaa	Maître de conférences	INSA Lyon	Encadrant de thèse
Bonin, Éric	Ingénieur - Master Expert	Alstom	Encadrant industriel

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2016-2020

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	**CHIMIE DE LYON** **http://www.edchimie-lyon.fr** Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage secretariat@edchimie-lyon.fr Insa : R. GOURDON	M. Stéphane DANIELE Institut de Recherches sur la Catalyse et l'Environnement de Lyon IRCELYON-UMR 5256 Équipe CDFA 2 avenue Albert Einstein 69626 Villeurbanne cedex directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	**ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE** **http://edeea.ec-lyon.fr** Sec : M.C. HAVGOUDOUKIAN Ecole-Doctorale.eea@ec-lyon.fr	M. Gérard SCORLETTI Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60.97 Fax : 04 78 43 37 17 Gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	**EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION** **http://e2m2.universite-lyon.fr** Sec : Safia AIT CHALAL Bat Darwin - UCB Lyon 1 04.72.43.28.91 Insa : H. CHARLES Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	Mme Gudrun BORNETTE CNRS UMR 5023 LEHNA Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Forel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 06.07.53.89.13 e2m2@ univ-lyon1.fr
EDISS	**INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE** **http://www.ediss-lyon.fr** Sec : Safia AIT CHALAL Hôpital Louis Pradel - Bron 04 72 68 49 09 Insa : M. LAGARDE Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	Mme Emmanuelle CANET-SOULAS INSERM U1060, CarMeN lab, Univ. Lyon 1 Bâtiment IMBL 11 avenue Jean Capelle INSA de Lyon 696621 Villeurbanne Tél : 04.72.68.49.09 Fax :04 72 68 49 16 Emmanuelle.canet@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	**INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES** **http://infomaths.univ-lyon1.fr** Sec :Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage infomaths@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie CALABRETTO LIRIS – INSA de Lyon Bat Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 43. 80. 46 Fax 04 72 43 16 87 Sylvie.calabretto@insa-lyon.fr
Matériaux	**MATERIAUX DE LYON** **http://ed34.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry Ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 71.70 Fax 04 72 43 85 28 Ed.materiaux@insa-lyon.fr
MEGA	**MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE** **http://mega.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry mega@insa-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72 .43.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 Philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	**ScSo*** **http://recherche.univ-lyon2.fr/scso/** Sec : Viviane POLSINELLI Brigitte DUBOIS Insa : J.Y. TOUSSAINT viviane.polsinelli@univ-lyon2.fr	Mme Isabelle VON BUELTZINGLOEWEN Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.77.23.86 Fax : 04.37.28.04.48

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

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Remerciements

La fin d'une thèse est l'occasion de se rendre compte combien certaines personnes ont été essentielles dans la réalisation de ces travaux et du plaisir pris à travailler avec elles.

Je tiens à remercier en premier lieu Vincent Le Digarcher, qui a initié ce projet de thèse au sein d'Alstom, et qui m'a guidé au cours des deux premières années. Merci de m'avoir initié à la commande de machine en partageant si patiemment ton savoir, d'avoir suivi mes travaux avec autant d'attention et de m'avoir soutenu lorsque je ne voyais plus forcément vers quoi menaient mes travaux, même après ton départ et malgré le décalage horaire !

Je voudrais ensuite remercier ma directrice de thèse, Xuefang Lin-Shi, pour sa patience dans le suivi de mes travaux. Merci d'avoir toujours tenu à pousser mon travail un peu plus loin que là où je souhaitais l'arrêter afin de produire des travaux de qualité, et de m'avoir initié à la rigueur de la rédaction scientifique.

Je remercie Jean-Yves Gauthier pour son enthousiasme, pour les nombreuses idées qui m'ont guidées dans ma thèse et pour l'aide qu'il m'a prodiguée pendant les essais au sein du laboratoire Ampère. Merci également de m'avoir permis de découvrir la joie d'enseigner.

Merci à Alaa Hijazi pour les riches discussions que nous avons pu avoir pendant et en dehors des réunions, en espérant que le Jygalaa puisse finir par trouver une application !

Je remercie également Éric Bonin d'avoir pris la suite de mon encadrement au sein d'Alstom et de m'avoir fait goûter pendant ces trois ans aux passionnants sujets liés à la traction ferroviaire et aux essais sur train. Enfin, je remercie Thierry Jobard de m'avoir fait confiance pour travailler dans son équipe, d'avoir partagé sa grande connaissance du ferroviaire et pour la grande attention avec laquelle il suit l'avancé de ces travaux.

Mes remerciements vont ensuite à Luc Loron et Mickaël Hilairet pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse, et pour les longues discussions que nous avons eu sur mon manuscrit à cette occasion. Merci à Maria Pietrzak-David et Emmanuel Godoy d'avoir accepté de présider et de faire partie du jury. J'ai eu la chance de bénéficier de commentaires et suggestions de chacun d'entre eux pour apporter des améliorations après la soutenance.

Je remercie sincèrement Madiha Nadri-Wolf, Gérard Scorletti et Daniel Thomasset, ainsi que Michaël di Loreto de m'avoir aidé à avancer sur les sujets d'automatique les plus pointus et pour leur disponibilité pour répondre à mes questions. Merci tout particulièrement à Madiha Nadri-Wolf pour les deux ans de collaboration et de travail en commun. C'est également l'occasion de remercier Zouhour Friaa qui m'a permis grâce à son stage d'avancer sur la notion de degré d'observabilité.

Mes remerciements vont également à ceux avec qui j'ai eu le plaisir et la chance de travailler et ceux avec qui j'ai partagé bureau ou repas au sein d'Alstom : François Wallart pour son enthousiasme communicatif lorsqu'il s'agit de s'attaquer à tout problème technique, Laurent Chédot mon maître en LaTeX sans qui ce rapport n'aurait même pas pu prendre forme, Renaud Giret, pour la sérénité avec laquelle il travaille et de m'avoir offert le luxe de venir travailler au simulateur en n'ayant qu'à "mettre les pieds sous la table", Vincent Ardiet qui a jeté les bases de l'observateur de vitesse utilisé dans cette thèse ce qui m'a grandement simplifié la tâche, à toute l'équipe logiciel : Philippe Bernard, Sébastien Capel, Maxime Jourdan, Nicolas Labriet et surtout Benjamin Robin, sans qui cette commande n'aurait jamais été au delà d'une simulation Matlab, à Gilles Nourisson et Christian Pourny pour le temps passé avec eux au déjeuner, à Etienne Ouss avec qui j'ai eu le plaisir de travailler ainsi que pour son amitié, à Franz Laügt, et à Toby Schilling, notamment pour la relecture de l'article.

Je tiens à remercier les personnes qui m'ont aidé lors des différents essais, Abderrahime Zaoui,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour l'aide apportée pour monter le banc d'essais au laboratoire Ampère ; Ali Ali-Abdallah qui m'a accompagné lors des essais sur banc à Alstom et pour le temps de préparation qu'il a passé avant mon arrivée et au cours de la semaine d'essais ; Maxime Meli pour avoir continué les essais pour permettre d'aller sur train plus sereinement, puis pour le travail en commun lors de ces essais ; Jane Laake dont l'intérêt pour le sujet et le temps passé à les organiser ont rendus possible les essais ainsi que de nous avoir prêté l'un des trains de Salzgitter.

Merci aux doctorants et stagiaires avec qui j'ai partagé le bureau et la joie d'être thésard au laboratoire Ampère, ceux de Léonard de Vinci : Besar, Florian, Shiqin, Pierre-Baptiste, Ilyas, Raphaël, Rémi, comme ceux du Saint-Ex : Martin, Thomas, Nicolas, Alan.

Je profite de ces lignes pour saluer les libanais croisés en conférence, Mohammad Koteich et Gabriel Khoury et pour les remercier l'un et l'autre pour ces quelques jours passés ensemble.

Merci à mes amis, particulièrement ceux qui m'ont le plus posé de questions sur ma thèse, me montrant combien il est possible de s'intéresser à mon travail, Bruno, Louis, Charlotte, Quentin, et ceux qui m'en ont le moins posé, permettant heureusement de penser à autre chose, Margaux, Clotilde, Céline, aux fidèles des déjeuners à Charpennes, Samuel, Maÿlis, Laure, Philippe, et autres amis thésards, Vianney, Axel, Simon, Aurélie.

Merci à ma famille, à mes parents de m'avoir éveillé à la curiosité tout en laissant astucieusement quelques questions techniques sans réponse, de m'avoir transmis le goût du travail et pour les sacrifices que vous avez faits pour mes études, et à Perrin et Noëlie sans qui, je le confirme, la vie serait beaucoup moins drôle ! Merci également à mon beau-frère et à ma belle-famille d'avoir fait le déplacement pour assister à ma soutenance de thèse.

Merci enfin à Pauline, première relectrice de ce mémoire, pour m'avoir supporté dans tous les états au cours de ces trois années, que ce soit l'exitation lorsque tout tombait en marche ou lorsque la motivation retombait, et surtout, merci pour ton oui reçu au cours de ces trois ans !

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Résumé

Le problème de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse est très étudié dans les domaines de l'automatique et de l'électrotechnique. Ce travail porte sur la faisabilité de ce type de commande sur l'ensemble de la plage de vitesse et pour tout type de machine asynchrone afin d'être utilisée en traction ferroviaire.

Une étude poussée de l'observabilité permet de définir une mesure quantitative continue de l'observabilité de la vitesse de la machine, appelée index d'observabilité. La synthèse d'un observateur confirme ainsi la correspondance entre les zones de faible index d'observabilité et celles où l'observation est de mauvaise qualité. L'index d'observabilité défini dans cette thèse permet donc de prédire les performances d'observation d'un système.

L'originalité principale des travaux présentés tient dans l'utilisation de cet index d'observabilité dans la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. En tirant profit du degré de liberté qu'offre la variation d'amplitude du flux, nous proposons de garantir un index d'observabilité au-dessus d'un seuil tout en respectant les autres contraintes de la commande. L'observation de la vitesse devient alors précise sur toute la plage de vitesse, et un fonctionnement long est possible en tout point sans perturber le couple réalisé. Des expérimentations sur simulateur numérique viennent confirmer ces résultats, y compris lors de phases de patinage.

L'observation des paramètres électriques est également étudiée afin de garantir la précision de l'observation de vitesse. Pour cela, la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres électriques et l'observabilité de ces paramètres sont étudiées, permettant de définir une nouvelle stratégie d'observation des paramètres électriques.

Des essais sur banc de puissance, puis en application réelle sur un train régional, valident les performances de la commande sans capteur de vitesse proposée sur toute la plage de vitesse, et son adéquation aux contraintes d'une application ferroviaire.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Abstract

The problem of speed sensorless control of induction machine is a well-studied problem in the field of automatic control and electrical engineering. This work addresses the problem of the feasibility of induction machine control over the whole speed range and for any type of induction machine, aiming at being used in a railway application.

An intensive study of observability has defined a continuous quantitative measurement of the speed observability, named observability index. An observer was developped to confirme the correspondence between low-observability index areas and poor observation quality. The observability index defined in this thesis is thus a way to predict the observation performance of systems.

The main originality of the work presented in this thesis is the use of this observability index in the induction machine speed sensorless drive. By taking advantage of the degree of freedom given by the variation of the flux amplitude, we propose to guarantee the observability index value above a given threshold while respecting the other constraints of the control. The speed observation becomes precise over the entire speed range, and a long time operation is possible on any point, without interfering with torque regulation. Experiments on real-time simulator confirm these results, including when slipping and sliding occurs.

The electrical parameter observation is also studied to ensure the accuracy of speed observation. For this, the sensitivity of the speed observation to electrical parameter variations and the observability of these parameters are studied, leading to the definition of the electrical parameter observation strategy.

The testings on power bench, and in real application on a regional train, validate the performance of the speed sensorless drive proposed on the entire speed range, and its suitability to the constraints of a railway application.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Table des matières

Introduction générale **1**

1 Problématique de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique **5**
1.1 Présentation de la machine asynchrone pour la traction électrique ferroviaire . . 6
1.1.1 Présentation du stator d'une machine asynchrone 6
1.1.2 Présentation du rotor d'une machine asynchrone 10
1.1.3 Modèle fondamental de la machine asynchrone 12
1.2 Mise en équation de la machine asynchrone 12
1.2.1 Modélisation électrique de la machine asynchrone 13
1.2.2 Modélisation mécanique de la machine asynchrone 17
1.3 Commandes classiques de la machine asynchrone 17
1.3.1 Commande scalaire 18
1.3.2 Commande vectorielle 19
1.3.3 Commande directe en couple 19
1.3.4 Importance de la mesure de vitesse 21
1.4 Mesure indirecte de la vitesse de la machine asynchrone 21
1.4.1 Méthodes de l'automatique 22
1.4.2 Méthodes du traitement du signal 25
1.4.3 Bilan sur les méthodes proposées 29
1.4.4 Problèmes récurrents 31
1.5 Cadre choisi pour cette thèse 33

2 Étude d'observabilité **35**
2.1 Introduction 35
2.2 De l'observateur à l'observabilité 36
2.2.1 Principe d'un observateur 36
2.2.2 Structure d'un observateur 37
2.2.3 Notions d'observabilité 37
2.3 Étude de l'observabilité d'un système linéaire 37
2.3.1 Utilisation du grammien d'observabilité 38
2.3.2 Utilisation de la matrice d'observabilité 39
2.3.3 Impact de l'inobservabilité 39
2.3.4 Exemple : étude de l'observabilité d'un système linéaire 40
2.4 Étude de l'observabilité d'un système non-linéaire 41
2.4.1 Notion d'observabilité d'un système non-linéaire 41
2.4.2 Utilisation de la matrice d'observabilité 42
2.4.3 Utilisation du grammien empirique d'observabilité 43
2.4.4 Impact de l'inobservabilité 43
2.4.5 Exemple : étude de l'observabilité d'un système non-linéaire 43
2.5 Degré d'observabilité et mesure continue de l'observabilité d'un système 44
2.5.1 Définition pour un système linéaire 45
2.5.2 Exemple académique pour un système linéaire 45
2.5.3 Définition pour un système non-linéaire 47

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.5.4 Exemple académique pour un système non-linéaire 48
2.6 Conclusion 51

3 Méthodes d'observation de la vitesse de la machine asynchrone 53
3.1 Introduction 53
3.2 Étude de l'observabilité de la vitesse 54
3.2.1 Vitesse considérée comme lentement variable 55
3.2.2 Vitesse considérée comme variable 59
3.2.3 Mesure d'observabilité choisie, définition de l'index d'observabilité 61
3.2.4 Apport de l'index d'observabilité 62
3.3 Mise en place d'un observateur de vitesse 63
3.3.1 Modélisation choisie 63
3.3.2 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu 64
3.3.3 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu pour la machine asynchrone 67
3.3.4 Analyse des résultats d'observation 69
3.4 Méthode d'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse 71
3.4.1 Choix de la méthode utilisée 71
3.4.2 Commande fondée sur l'index d'observabilité pour garantir l'observabilité sur l'ensemble de la plage de vitesse 74
3.4.3 Prise en compte de l'ensemble des contraintes de la commande 74
3.4.4 Algorithme de recherche du flux optimal pour le contrôle fondé sur l'index d'observabilté 78
3.4.5 Résultats d'observation de la vitesse avec la commande fondée sur l'index d'observabilité 80
3.4.6 Formalisation sous forme de commande optimale 82
3.5 Dynamique d'observation et redémarrage de l'onduleur 84
3.5.1 Dynamique d'observation de la vitesse 84
3.5.2 Redémarrage de l'onduleur 86
3.6 Conclusion 87

4 Méthode d'observation des paramètres électriques de la machine asynchrone 89
4.1 Introduction 89
4.2 Étude de la sensibilité de la vitesse observée aux variations de paramètres électriques 90
4.2.1 Expérimentation montrant la sensibilité de la vitesse aux paramètres électriques 90
4.2.2 Mesure de la sensibilité de la vitesse aux variations de paramètres électriques 95
4.3 Étude de l'observabilité des paramètres électriques 99
4.3.1 Observabilité de la résistance rotorique R_r 99
4.3.2 Observabilité de la résistance statorique R_s 100
4.3.3 Observabilité conjointe de la résistance rotorique R_r et de la résistance statorique R_s 102
4.4 Mise en place d'un observateur de paramètres électriques 102
4.4.1 Stratégie d'observation de la résistance rotorique R_r 103
4.4.2 Stratégie d'observation de la résistance statorique R_s 104
4.4.3 Stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur l'étude d'observabilité et de sensibilité 105
4.5 Résultats d'observation des paramètres électriques 105
4.5.1 Résultat d'observation de la résistance rotorique R_r 106
4.5.2 Résultat d'observation de la résistance statorique R_s 106
4.5.3 Résultat d'observation des résistances et de la vitesse 108
4.6 Conclusion 110

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

5 Commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse : résultats expérimentaux 111
5.1 Introduction . . . 111
5.2 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance de 1,5 kW . . . 112
5.2.1 Environnement expérimental . . . 112
5.2.2 Résultats expérimentaux . . . 112
5.3 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance ferroviaire . . . 117
5.3.1 Environnement expérimental . . . 117
5.3.2 Résultats expérimentaux . . . 117
5.4 Résultats expérimentaux sur train . . . 122
5.4.1 Environnement expérimental . . . 122
5.4.2 Résultats expérimentaux . . . 123
5.5 Conclusion . . . 125

Conclusion générale 127

A Modélisation du fondamental dans un repère diphasé en régime quelconque 131

B Annexe mathématique 133
B.1 Changements de base opérés lors des études d'observabilité . . . 133
B.2 Détail des calculs de degré d'observabilité . . . 135

C Description du filtre de Kalman étendu utilisé 137

D Paramètres mécaniques et électriques de la chaîne de traction du train X60-b 139

Bibliographie personnelle 141

Bibliographie 143

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Table des figures

1 Efficacité énergétique des différents modes de transport de passagers. 2

1.1 Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. 7
1.2 fmm de deux conducteurs. 7
1.3 fmm de deux conducteurs dans un matériau ferromagnétique. 8
1.4 fmm de plusieurs conducteurs dans un matériau ferromagnétique. 8
1.5 Distribution des conducteurs pour obtenir une fmm sinusoïdale. 9
1.6 Stator d'une machine monophasée à deux paires de pôles. 9
1.7 Stator d'une machine triphasée à deux paires de pôles. 10
1.8 Génération de la fmm tournante au stator, ε_s. 11
1.9 Structure d'une machine asynchrone à rotor bobiné (a) et à cage d'écureuil (b). . 11
1.10 Schéma de principe de la machine asynchrone. 12
1.11 Variation de l'inductance magnétisante avec l'amplitude du flux pour un matériau ferromagnétique donné. 15
1.12 Schéma électrique équivalent par phase de la machine asynchrone en régime permanent. 16
1.13 Environnement de la traction électrique ferroviaire. 18
1.14 Schema de la commande scalaire. 20
1.15 Schéma de la commande vectorielle. 20
1.16 Schéma de la commande directe en couple (DTC). 20
1.17 Vecteurs de tension applicables par l'onduleur. 20
1.18 Analyse fonctionnelle de la mesure de vitesse dans une application ferroviaire. . . 21
1.19 Schéma d'un observateur de vitesse intégré dans une commande vectorielle de machine asynchrone. 22
1.20 Relevé de vitesse et d'observation de vitesse à l'aide d'un MRAS lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle [Orl10a]. 23
1.21 Relevé de vitesse et d'observation de vitesse à l'aide d'un EKF lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle [Jaf11]. 24
1.22 Relevé de vitesse et d'observation de vitesse lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle en utilisant une méthode d'évitement du fonctionnement à fréquence statorique nulle [Dep99]. 24
1.23 Relevé d'observation de la vitesse sur un même profil sans recours à un estimateur de vitesse (a.) et avec un passage d'observateur à estimateur (b.) [Gha05]. 25
1.24 Orientation du repère (d,q) de la machine et son estimation pour la commande, (δ,γ). 25
1.25 Comparaison entre le schéma bloc classique d'une PLL et l'utilisation de l'injection sur une machine asynchrone. 26
1.26 Relevé de l'amplitude des harmoniques d'encoches sur une machine asynchrone [Mor05]. 27
1.27 (a) Motif de MLI initial. (b) Motif de MLI avec la méthode INFORM originale. (c) Motif de MLI avec des modifications pour avoir le temps de réaliser les mesures selon les 6 vecteurs de tension. (d) Motif de MLI conçu afin de réaliser les mesures selon les 6 vecteurs de tension. [Gao07a]. 28
1.28 Exemple de variation de la résistance rotorique (a.) et de l'inductance de fuites (b.) avec la fréquence du flux [Lat06]. 28

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.29 Modèle électrique de la machine asynchrone dans son environnement à bord du train. 31

2.1 Représentation schématique de la place d'un observateur dans une commande. . 36
2.2 Représentation schématique de la place d'un estimateur dans une commande. . . 37
2.3 Relations causales entre les différentes notions d'observabilité. 42
2.4 Évolution des mesures d'observabilité pour plusieurs valeurs de a ($a = -3$ traits continus, $a = -4$ traits pointillés). 46
2.5 Évolution de l'inverse des gains de l'observateur de Luenberger pour plusieurs valeurs de a ($a = -3$ traits continus, $a = -4$ traits pointillés), et pour $\lambda_1 = \lambda_2 = -1$. 47
2.6 Évolution des mesures d'observabilité en régime permanent ($\dot{x}_1 = 0$) pour plusieurs valeurs de x_1 ($x_1 = -3$ traits continus, $x_1 = -4$ traits pointillés). 50
2.7 Évolution de l'inverse des gains de l'observateur de Luenberger étendu pour plusieurs valeurs de x_1^0 ($x_1^0 = -3$ traits continus, $x_1^0 = -4$ traits pointillés), et pour $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = -1$. 51

3.1 Trajectoires de la vitesse et du vecteur de flux dans des conditions d'inobservabilité pour plusieurs consignes de couple. 58
3.2 Droite d'inobservabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal. 63
3.3 Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal d'un moteur X60-b. 63
3.4 Diagramme des opérations réalisées dans un filtre de Kalman étendu. 65
3.5 Chronogrammes d'un filtre de Kalman synchronisé avec la commande. 66
3.6 Chronogrammes d'un filtre de Kalman désynchronisé de la commande. 67
3.7 Chronogramme de la structure choisie pour l'observateur de vitesse et la commande. 67
3.8 Environnement des simulations HIL réalisées au simulateur numérique d'Alstom. 69
3.9 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à vitesse élevée réalisé en HIL. 69
3.10 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'un fonctionnement à vitesse élevée réalisé en HIL. 70
3.11 Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) au cours d'une reprise de dérive pour un moteur X60-b. 71
3.12 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL. 72
3.13 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL. 72
3.14 Commande vectorielle adaptée pour être utilisée dans une commande fondée sur l'index d'observabilité. 75
3.15 Variation de l'index d'observabilité en fonction du flux. 76
3.16 Variation du courant en fonction du flux. 77
3.17 Représentation de l'ensemble des contraintes de la commande en fonction du flux. 78
3.18 Courants crête et efficace sur la zone à basse vitesse pour le projet X60-b. 78
3.19 Réprésentation schématique de l'algorithme de contrôle du flux fondé sur l'index d'observabilité. 79
3.20 Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) d'un moteur X60-b avec le contrôle fondé sur l'index d'observabilité. 80
3.21 Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal d'un moteur X60-b. 80
3.22 Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) d'un moteur X60-b avec un contrôle par évitement de la fréquence statorique nulle. 81
3.23 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL avec la commande fondée sur l'index d'observabilité. 82
3.24 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL. 82

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.25 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL avec la commande fondée sur l'index d'observabilité. 83
3.26 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL. 83
3.27 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une phase de patinage réalisée en HIL. 85
3.28 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une phase de patinage réalisée en HIL. 85
3.29 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors de reprises de traction et de freinage depuis une vitesse fausse réalisées en HIL. 86
3.30 Observation de la vitesse en boucle fermée lors de reprises de traction et de freinage depuis une vitesse fausse réalisées en HIL. 87

4.1 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance rotorique réalisée à haute vitesse en HIL. 91
4.2 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance rotorique réalisée à basse vitesse en HIL. 92
4.3 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance statorique réalisée à haute vitesse en HIL. 93
4.4 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance statorique réalisée à basse vitesse en HIL. 93
4.5 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de l'inductance magnétisante réalisée à haute vitesse en HIL. 94
4.6 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de l'inductance magnétisante réalisée en basse vitesse en HIL. 95
4.7 Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur la résistance rotorique R_r, par pas de 5%. 97
4.8 Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur la résistance statorique R_s, par pas de 5%. 97
4.9 Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur l'inductance magnétisante L_m, par pas de 5%. 98
4.10 Évolution de l'inductance magnétisante en fonction du flux pour le moteur du train X60-b. 99
4.11 Évolution de l'erreur d'observation de la résistance statorique en fonction du couple et de la vitesse de la machine. 102
4.12 Zones du plan (vitesse, couple) pour lesquelles l'observation de la résistance statorique est activée. 104
4.13 Algorithme permettant de sélectionner la résistance de la machine asynchrone à observer. 105
4.14 Résultats d'observation simultanée de vitesse et de résistance rotorique. 107
4.15 Résultats d'observation simultanée de vitesse et de résistance statorique. 107
4.16 Résultats d'observation des paramètres électriques et de la vitesse avec la stratégie d'observation fondée sur un critère de sensibilité et d'observabilité. 109
4.17 Résultats d'observation des paramètres électriques et de la vitesse avec une stratégie d'observation fondée sur un critère temporel. 109

5.1 Environnement expérimental du banc de puissance de 1,5 kW au laboratoire Ampère. 113
5.2 Profil de test représenté dans le plan (vitesse, couple) avec l'index d'observabilité lors d'un fonctionnement avec une commande vectorielle classique. 114
5.3 Profil de test représenté dans le plan (vitesse, couple) avec l'index d'observabilité lors d'un fonctionnement avec la CFIO. 114
5.4 Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande vectorielle classique. 115

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

5.5 Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande fondée sur l'index d'observabilité. 115
5.6 Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande réalisant l'évitement de la fréquence statorique nulle. . 116
5.7 Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle fermée avec une commande fondée sur l'index d'observabilité, légende identique à la figure 5.5. 117
5.8 Représentation schématique du banc de puissance. 118
5.9 Moteurs de traction utilisés lors des essais sur banc de puissance. 118
5.10 Banc de puissance ferroviaire mis à notre disposition pour les essais. 118
5.11 Vues du coffre de traction utilisé et des différents composants qu'il intègre. 119
5.12 Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à haute vitesse. 120
5.13 Observation de la vitesse et de la résistance rotorique en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à vitesse constante. 120
5.14 Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'un fonctionnement à haute vitesse. 121
5.15 Observation de la vitesse en boucle fermée lors de reprises de traction et de freinage. 122
5.16 Train régional suédois X60-b utilisé lors des essais sur train à Salzgitter. 122
5.17 Dispositif permettant d'arroser le rail pour les tests d'anti-patinage et anti-enrayage lors des essais sur train à Salzgitter. 123
5.18 Pilotage sans capteur de vitesse lors d'une reprise de dérive sur train. 124
5.19 Pilotage sans capteur de vitesse dans des conditions d'adhérence dégradées lors d'essais sur train. 124

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Liste des tableaux

1.1 Récapitulatif des différentes méthodes de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse. 30

3.1 Grandeurs intéressant l'utilisateur pour différentes pondérations d'une commande optimale. 84

4.1 Erreur d'observation de vitesse engendrée par une erreur de 40% sur un paramètres électrique. 94

5.1 Paramètres des machines électriques utilisées sur le banc de puissance du laboratoire Ampère. 112
5.2 Résultats avec plusieurs réglages de la CFIO. 116

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Introduction générale

La raréfaction des matières premières et la nécessité de réduire les émissions de polluants imposent de limiter l'impact environnemental du transport de personnes et de marchandises. Afin de réduire l'énergie consommée par ce secteur qui représente près du tiers de la consommation finale d'énergie en France, l'ensemble des acteurs du transport cherche à réduire la consommation, tant lors de la fabrication du moyen de transport que lors de son exploitation. Cela passe aussi bien par des innovations techniques que par des changements sociétaux ou organisationnels. L'un des moyens les plus simples de réduire l'impact environnemental des transports est la mutualisation des moyens de transport, ce qui permet de mutualiser aussi bien l'énergie de fabrication que l'énergie nécessaire au déplacement [1].

De nouvelles manières de se déplacer, comme les vélos et les voitures partagées, ou le covoiturage, apparaissent depuis le milieu des années 2000. Il n'en demeure pas moins que la plupart des voyages permettant de mutualiser les moyens de transport sont réalisés en transport en commun, qui sont dans la majorité des cas des transports publics. Actuellement, le développement des transports publics est particulièrement marqué dans les pays émergents dont les infrastructures de transport n'ont pas encore atteint une couverture optimale. Dans les pays développés, la création de nouvelles infrastructures de transport publique est plus rare, et une grande partie du travail porte sur l'optimisation des moyens existants pour en réduire l'impact environnemental tout en maximisant son utilisation.

L'étude de l'efficacité énergétique pour le transport de passagers, comme présenté en figure 1, ou de marchandises, c'est-à-dire l'énergie (indiquée en gramme équivalent pétrole, gep) nécessaire pour transporter un passager ou une tonne de marchandise sur un kilomètre, montre que le transport ferroviaire est le plus sobre pour la plupart des distances considérées [ADE13]. Le transport ferroviaire est donc l'un des moyens de transport à privilégier pour continuer d'augmenter les possibilités de déplacement tout en réduisant l'impact environnemental de ceux-ci.

Mais parmi les différents transports terrestres, maritimes et aériens, le transport ferroviaire est, comme les autres mais peut-être aussi plus que les autres, impacté par ces changements structurels profonds. De par son besoin d'infrastructures coûteuses qui lui sont entièrement dédiées, le transport ferroviaire est celui qui est le plus soumis aux choix politiques pour se développer. Pour que les réductions de dépenses publiques, qui touchent l'ensemble des pays, ne limitent pas l'émergence de nouveaux projets ferroviaires, les constructeurs de matériel doivent proposer de plus en plus de garanties quant à la réduction des coûts de production, la consommation et la fiabilité de leurs produits. Les exploitants cherchent également à optimiser le remplissage et la disponibilité de leur matériel tout en maîtrisant les coûts.

Dans un tel contexte, tout gain, en masse, en coûts de fabrication, ou sur la disponibilité et les coûts de maintenance devient aujourd'hui un atout majeur. C'est pour cette raison qu'Alstom cherche à supprimer le capteur de vitesse de ses machines électriques. Les capteurs de vitesse sont en effet des éléments particulièrement sensibles de la chaîne de traction. La mesure de la vitesse étant nécessaire pour réaliser la commande du moteur, une panne de ce capteur entraine l'indisponibilité totale du moteur pour la traction du train. De par leur implantation à proximité des machines de traction sous la caisse des trains, ces capteurs et leur connectique sont soumis à un environnement exigeant : vibration, échauffement du fait de la proximité avec la machine

1. L'énergie consommée en mutualisant les moyens de transport peut varier de 1,5 à 4 selon la distance considérée. C'est par exemple le cas lorsqu'on considère l'utilisation d'une voiture particulière par rapport à celle d'un moyen de transport de technologie similaire, le bus, selon les données d'efficacité énergétique du rapport de l'ADEME [ADE13].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

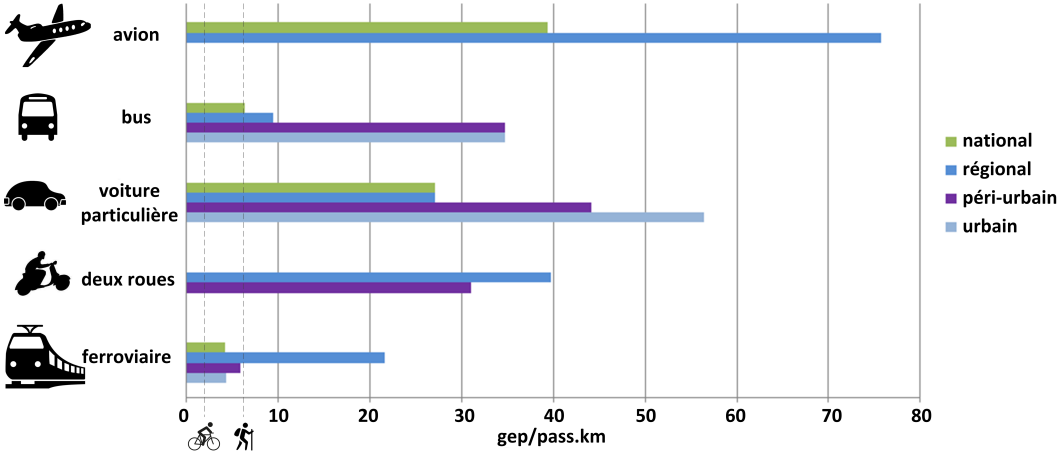


FIGURE 1 – Efficacité énergétique des différents modes de transport de passagers.

électrique, projection de ballast, de neige ou de sable... La maintenance de ces capteurs est par ailleurs complexe. Le changement de ces capteurs nécessite souvent de démonter l'ensemble du bogie sur lequel est fixé la machine électrique. La suppression de ce capteur permettra d'augmenter la disponibilité du matériel roulant en supprimant un organe dont les pannes restent trop fréquentes, tout en permettant de réduire le coût et la complexité de fabrication de la chaîne de traction.

La suppression de ces capteurs de vitesse est un objectif existant depuis de nombreuses années, que ce soit dans les applications ferroviaires ou dans d'autres applications, pour les machines asynchrones, mais aussi pour les machines synchrones à aimants permanents et, de manière plus marginale, pour les machines synchrones à rotor bobiné. Les méthodes de commande sans capteur de vitesse étant industriellement plus matures pour les machines synchrones à aimants enterrés, la possibilité d'utiliser les machines synchrones sans capteur de vitesse est de plus en plus mentionnée comme un avantage significatif en faveur de l'utilisation de celles-ci [Dem11], même si ces machines présentent un coût de l'ordre de 30% plus important qu'une machine asynchrone, et une robustesse moindre du fait de l'utilisation d'aimants permanents sensibles à la température.

Pour ce qui est des commandes de machines asynchrones sans capteur de vitesse, après près de 30 ans de travail sur le sujet, il s'agit toujours d'un problème ouvert et la littérature s'y rapportant est encore active, comme le montrent ces publications récentes [Alo15], [Che15], [Sun16] ou [Min16]. Le problème peut être considéré comme résolu uniquement lorsque la machine fonctionne au delà de 2 Hz [Hol06]. Toutefois, la réalisation d'une commande permettant de couvrir l'ensemble de la plage de vitesse demeure un problème ouvert. Ce problème est encore plus compliqué lorsqu'il s'agit de fonctionner sur une longue durée sur n'importe quel point. KIM et SUL en expliquent la raison [Kim11] :

> Indépendamment du travail acharné de nombreux chercheurs à travers le monde, les performances des commandes de machine asynchrone sans capteur de vitesse pour une utilisation générique restent insatisfaisantes à fréquence statorique nulle. La raison ne vient probablement pas de la technique de commande elle-même, mais de la diversité des machines asynchrones elles-mêmes. Encore aujourd'hui, une technique de commande ne peut pas s'adapter à tous les divers types de machine asynchrone.

Plusieurs approches sont possibles pour réaliser la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse. D'une part, il est possible de réaliser une injection, en courant ou en tension, pour obtenir une information sur la vitesse de la machine - ce sont les méthodes dites à partir d'injection. D'autre part, il est possible de mettre en place un observateur de vitesse afin de reconstruire la vitesse à partir de la connaissance de la consigne de tension et de la mesure de courant - ce sont les méthodes dites issues de l'automatique. Du fait de l'injection réalisée, la première méthode est fortement dépendante de la machine

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

utilisée. La seconde méthode permet de conserver un modèle plus simple de la machine, mais ne peut pas fonctionner lorsque la fréquence statorique est nulle car l'information mesurée est alors insuffisante. Nous choisissons de chercher à conserver le plus possible le modèle fondamental de la machine pour permettre l'application aisée de la solution développée au cours de ces travaux à n'importe quelle machine asynchrone. Ce travail de thèse s'inscrit donc dans la seconde approche. Il est le fruit d'une collaboration entre le laboratoire Ampère et Alstom. Le laboratoire Ampère a en effet réalisé de nombreux travaux de recherche sur la commande de machine, et notamment sur la commande de machine synchrone [Zgo13] et asynchrone [Mor05] sans capteur de vitesse. Alstom est un acteur majeur de la fabrication et la maintenance de matériel ferroviaire dans le monde et innove largement pour conserver sa place de leader sur de nombreux marchés, notamment celui de la grande vitesse.

Dans ces travaux, nous cherchons à réaliser une commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse qui soit générique pour tout type de machine asynchrone. Les performances de l'observation et de la commande devront être suffisamment bonnes pour que la commande puisse s'adapter aux contraintes d'une application ferroviaire, notamment dans les conditions d'utilisation les plus sévères, lors des phases d'enrayage et de patinage, lorsque l'adhérence disponible est faible.

Le manuscrit présentant les résultats de cette thèse sera structuré de la manière suivante. La présentation des différentes méthodes de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse ainsi que celle des principaux verrous à la réalisation d'une commande adaptée à la traction ferroviaire sont réalisées au chapitre 1. Il comporte une présentation de la physique de la machine asynchrone permettant dans un second temps de dresser le modèle de la machine. Les méthodes de commande de machine asynchrone avec capteur, puis de commande et d'observation sans capteur de vitesse sont décrites, ainsi qu'une étude bibliographique sur les problèmes récurrents rencontrés lors de l'utilisation d'une commande sans capteur de vitesse. À la fin de ce chapitre, le cadre choisi pour réaliser cette thèse est précisé.

Ayant opté pour les méthodes issues de l'automatique qui sont limitées par l'inobservabilité de la vitesse, nous nous intéressons aux moyens de mesurer l'observabilité d'un système. L'étude de l'observabilité est ensuite présentée au chapitre 2, pour les systèmes linéaires et les systèmes non-linéaires. En plus de l'étude classique d'observabilité qui fournit une indication binaire sur la possibilité de réaliser l'observation d'un système, une étude quantitative de l'observabilité est également menée, permettant de définir une mesure continue de l'observabilité d'un système. Cette étude est illustrée sur des exemples académiques, pour les systèmes linéaires comme pour les systèmes non-linéaires. Elle est ensuite appliquée à l'observation de la vitesse de la machine asynchrone.

Le chapitre 3 portant sur l'observation de la vitesse présente dans un premier temps l'étude de l'observabilité de la vitesse de la machine asynchrone sans capteur de vitesse et l'observateur de vitesse utilisé. Un index d'observabilité permettant de quantifier l'observabilité de la vitesse de la machine est défini grâce au travail théorique présenté au chapitre 2, et une modification de la commande fondée sur l'index d'observabilité est proposée, afin de permettre de réaliser l'observation sur l'ensemble de la plage (vitesse, couple). La dynamique d'observation de la vitesse et les performances de la commande sans capteur de vitesse lors du redémarrage de l'onduleur sont également étudiées dans cette partie. Les performances de cette méthode sont prouvées lors d'expérimentations sur simulateur numérique.

Jusqu'à ce point, l'étude est réalisée en considérant les paramètres électriques parfaitement connus. Avant d'appliquer la nouvelle commande sans capteur mécanique de vitesse que nous avons développée sur un vrai moteur, nous définissons une stratégie d'observation des paramètres électriques, fondée également sur l'analyse de l'observabilité. Le chapitre 4 portant sur l'observation des paramètres électriques étudie d'une part la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de paramètres électriques et, d'autre part, l'observabilité de ces paramètres électriques. Une méthode d'observation basée sur l'étude de la sensibilité et de l'observabilité permet alors de réaliser l'observation de ces paramètres uniquement lorsque cela est utile et lorsque cela permet d'obtenir des résultats d'une précision suffisante. Des expérimentations sur simulateur numérique permettront d'étudier les performances de cette méthode d'observation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

des paramètres électriques.

Le dernier chapitre porte sur les essais expérimentaux réalisés pour valider les méthodes de commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse proposées dans cette thèse. Ces expérimentations ont lieu sur deux types de machines différents, d'abord sur un banc de puissance réalisé au laboratoire Ampère, puis sur un banc de puissance mis à notre disposition par Alstom permettant de reprendre l'ensemble d'une chaîne de traction ferroviaire. Cette commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse a finalement été testée dans des conditions d'utilisation réelle, sur un train régional d'Alstom, afin de confirmer qu'elle est adaptée à l'utilisation dans une application ferroviaire.

Après avoir conclu sur les apports des travaux réalisés au cours de cette thèse, nous ouvrirons à des perspectives plus larges, notamment à l'application de la méthode proposée à d'autres systèmes que la machine asynchrone.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 1

Problématique de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique

Sommaire

1.1 Présentation de la machine asynchrone pour la traction électrique ferroviaire 6
1.1.1 Présentation du stator d'une machine asynchrone 6
1.1.2 Présentation du rotor d'une machine asynchrone 10
1.1.3 Modèle fondamental de la machine asynchrone 12
1.2 Mise en équation de la machine asynchrone 12
1.2.1 Modélisation électrique de la machine asynchrone 13
1.2.2 Modélisation mécanique de la machine asynchrone 17
1.3 Commandes classiques de la machine asynchrone 17
1.3.1 Commande scalaire 18
1.3.2 Commande vectorielle 19
1.3.3 Commande directe en couple 19
1.3.4 Importance de la mesure de vitesse 21
1.4 Mesure indirecte de la vitesse de la machine asynchrone 21
1.4.1 Méthodes de l'automatique 22
1.4.2 Méthodes du traitement du signal 25
1.4.3 Bilan sur les méthodes proposées 29
1.4.4 Problèmes récurrents 31
1.5 Cadre choisi pour cette thèse 33

Dans ce chapitre, nous présentons l'état de l'art de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse, afin de choisir une méthode permettant de réaliser cette commande tout en satisfaisant aux contraintes normatives et industrielles d'une application ferroviaire. Ce choix orientera fortement la suite de notre démarche.

Pour cela, nous décrivons en section 1 la machine asynchrone à partir de la compréhension physique que l'on peut avoir de cette machine. La section 2 portera sur les différentes manières de modéliser cette machine. Nous présenterons en section 3 les structures classiques d'une commande de machine asynchrone pour faire ressortir l'importance de la connaissance de la vitesse dans ces commandes.

La section 4 portera sur l'état de l'art de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. Dans cette section, nous ferons largement appel à la description physique de la machine réalisée en section 1. Après avoir présenté l'ensemble des méthodes de commande sans capteur, nous nous intéresserons également aux principales difficultés que rencontrent l'ensemble de ces méthodes. Les difficultés connues propres aux applications ferroviaires seront également détaillées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

À partir de l'ensemble de ces données, nous serons en mesure de définir le cadre que nous nous fixons pour réaliser nos travaux de thèse afin de réaliser une commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse adaptée à la traction ferroviaire.

1.1 Présentation de la machine asynchrone pour la traction électrique ferroviaire

L'invention de la machine asynchrone remonte à la fin du XIXème siècle lorsque Nikola Tesla construit le premier prototype de machine asynchrone à Strasbourg en 1883, puis dépose un brevet en 1887 [Tes87]. Très peu de temps après son invention, la machine asynchrone est utilisée en traction ferroviaire. C'est notamment le cas de l'automotrice de Siemens qui réalisa le record du monde de vitesse sur rail le 6 octobre 1903 (213 km/h). L'utilisation de la machine asynchrone en traction électrique reste toutefois longtemps anecdotique, la machine à courant continu étant alors largement majoritaire. Il faut attendre près d'un siècle pour que les progrès de l'électronique de puissance rendent la commande de machine asynchrone à vitesse variable possible, avec l'Eurostar, conçu par Alstom, qui entre en service commercial en 1994. Depuis cette date, les motorisations asynchrones se sont fortement répandues dans le matériel ferroviaire, jusqu'à l'apparition récente des machines synchrones à aimants permanents, notamment sur l'AGV d'Alstom mis en service en 2012. Actuellement, les machines synchrones à aimants et les machines asynchrones présentent chacune des avantages et des inconvénients. Elles sont choisies sur les projets en fonction des contraintes d'implantation des moteurs (les machines synchrones à aimants sont moins volumineuses que les machines asynchrones à puissance égale) et des souhaits des clients. Les machines asynchrones équipent aujourd'hui une grande partie des TGV, des métros et des tramways, ainsi que de nombreuses locomotives électriques (fret ou voyageurs) et trains régionaux.

La conception très simple de la machine asynchrone en fait une machine fiable et robuste particulièrement adaptée à la traction électrique ferroviaire. Elle est en effet composée d'une partie statique, le stator, et d'une partie mobile, le rotor, sans qu'une liaison mécanique ne soit nécessaire entre ces deux éléments pour réaliser un échange d'énergie. Le stator est un enroulement comportant généralement trois phases alimentées par une tension alternative, directement sur le réseau électrique ou par l'intermédiaire d'un onduleur. La partie mobile, le rotor, est un enroulement en court-circuit comportant le même nombre de phases que le stator. Technologiquement, ce rotor peut être bobiné ou à cage d'écureuil. Dans le premier cas, les conducteurs du bobinage du rotor sont insérés dans des encoches du rotor. Dans le second cas, deux anneaux sont reliés par des tiges conductrices, formant la cage d'écureuil. La figure 1.1 présente la photo d'une machine à cage d'écureuil, celle qui est la plus couramment utilisée en traction ferroviaire. Le choix de l'une ou l'autre structure a peu d'impact pour la commande de la machine. Il peut cependant modifier le comportement de certaines méthodes de mesure indirecte de la vitesse. Notons que les machines asynchrones à rotor bobiné peuvent être utilisées en machine asynchrone à double alimentation (MADA), ce qui permet de réguler indépendamment la vitesse et la puissance réactive consommée par la machine, notamment pour les applications de production d'énergie électrique.

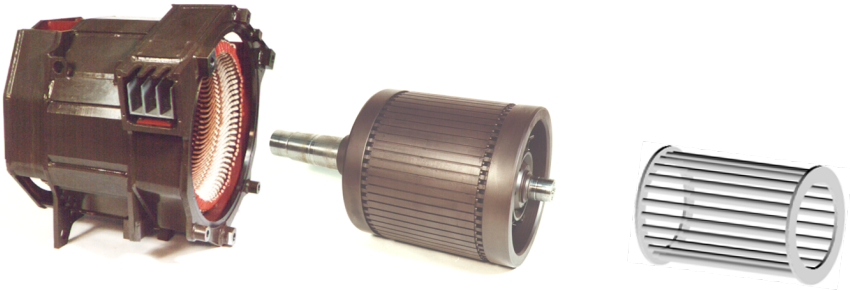
1.1.1 Présentation du stator d'une machine asynchrone

Le stator d'une machine triphasée est identique qu'il s'agisse d'une machine synchrone ou d'une machine asynchrone. Nous décrivons ici la structure et le fonctionnement de ce stator.

Cas de deux conducteurs

Dans un premier temps, nous étudions le cas de deux conducteurs de longueur infinie parcourus par des courants de sens contraire dans un milieu homogène de perméabilité magnétique constante, μ. Chaque conducteur induit un champ magnétique circulaire, B_1 et B_2, dont l'amplitude varie avec la distance au conducteur, r, et qui sont de signes opposés. Le champ magnétique résultant forme un dipôle magnétique. Le théorème d'Ampère (1.1) permet de lier

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



stator rotor tiges conductrices formant la cage d'écureuil

FIGURE 1.1 – Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

sur un contour C le champ magnétique, B, aux courants traversant le contour C, notés I_n, qui génèrent ce champ, selon la valeur de la perméabilité magnétique du matériau, μ. Par définition, la somme des courants traversant le contour est appelée la force magnétomotrice (fmm). Elle est notée ε et s'exprime en ampères.

$$\oint_C \vec{B}\vec{dl} = \mu \sum_n I_n \Leftrightarrow \oint_C \vec{B}\vec{dl} = \mu\varepsilon \tag{1.1}$$

La figure 1.2 présente la répartition de ces champs magnétiques dans l'espace ainsi que l'évolution avec l'angle θ de la fmm ε le long du contour Γ. Les deux conducteurs sont supposés symétriques, et donc parcourus par des courants de même valeur, I, mais de signes opposés. Le dipôle résultant est représenté.

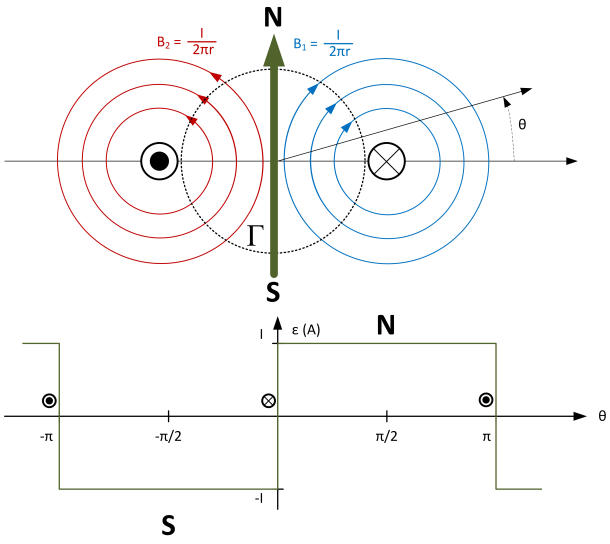


FIGURE 1.2 – fmm de deux conducteurs.

Cas de deux conducteurs dans un matériau ferromagnétique

Ajoutons à présent un anneau ferromagnétique autour de ces deux fils. La perméabilité magnétique d'un matériau ferromagnétique, μ_{ferro}, étant largement supérieure à celle de l'air, μ_{air}, les lignes de champ magnétique se concentrent dans le matériau magnétique, ce qui modifie la répartition spatiale du champ magnétique. La fmm reste inchangée et le dipôle magnétique résultant conserve la même orientation, même si les lignes de champ sont modifiées, comme le montre la figure 1.3.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

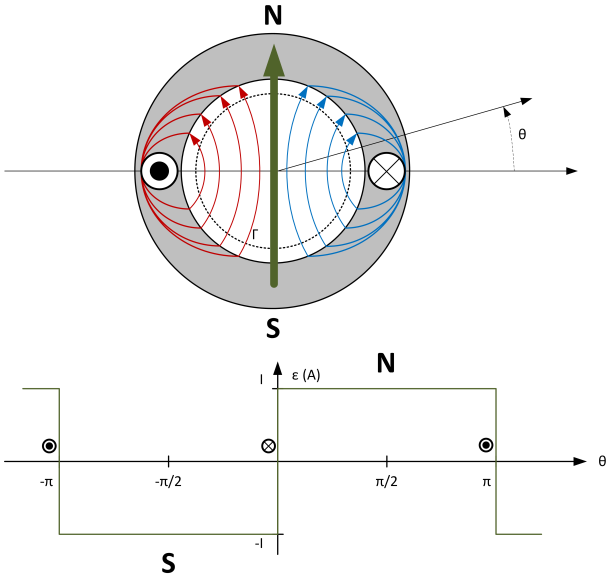


FIGURE 1.3 – fmm de deux conducteurs dans un matériau ferromagnétique.

Cas de plusieurs conducteurs dans un matériau ferromagnétique

Avec deux conducteurs, la fmm créée est en forme de créneaux. En ajoutant d'autres conducteurs dans le matériau ferromagnétique, il est possible de modifier la forme de la fmm. La figure 1.4 présente la modification de la forme de la fmm lorsque le nombre de conducteurs est augmenté. Elle évolue désormais par paliers. L'ensemble de ces conducteurs continue de se comporter comme un dipôle magnétique.

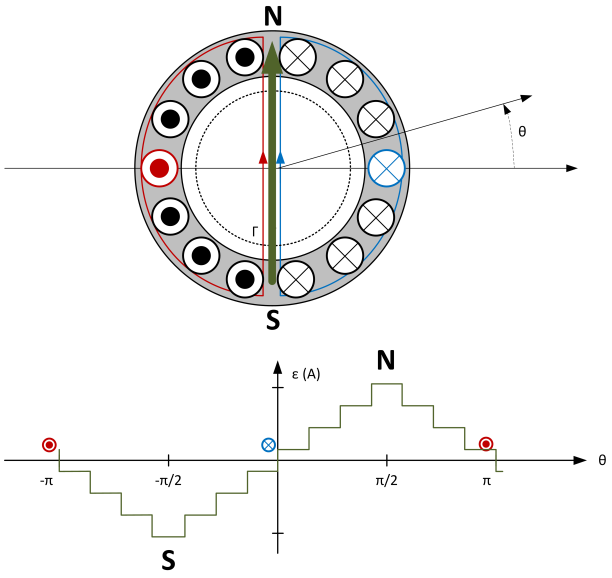


FIGURE 1.4 – fmm de plusieurs conducteurs dans un matériau ferromagnétique.

Répartition des conducteurs pour obtenir une fmm sinusoïdale

Pour placer les conducteurs à l'intérieur du matériau ferromagnétique, des encoches sont usinées dans lesquelles les conducteurs sont insérés. Afin d'obtenir une répartition sinusoïdale de la fmm, le nombre de conducteurs par encoche n'est pas constant. La figure 1.5 présente un exemple de répartition des conducteurs afin d'obtenir une fmm proche d'une sinusoïde.

Un dipôle magnétique a ainsi été généré grâce à une répartition astucieuse des conducteurs. La fmm obtenue est proche d'être sinusoïdale et il est possible d'en réguler l'amplitude en

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

choisissant l'amplitude des courants dans les conducteurs. Il s'agit donc d'un dipôle magnétique avec un champ d'amplitude variable.

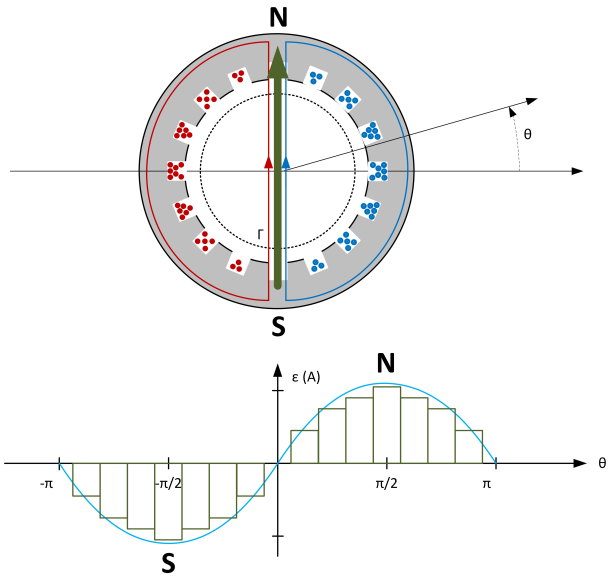


FIGURE 1.5 – Distribution des conducteurs pour obtenir une fmm sinusoïdale.

Stator à plusieurs paires de pôles

La structure que nous avons obtenue correspond au stator d'une machine monophasée à une paire de pôles. Dans le cas d'une vraie machine, le bobinage des conducteurs est réalisé de manière plus astucieuse que ce que nous présentons, afin de minimiser la longueur de la bobine (et donc sa résistance) pour obtenir une fmm la plus sinusoïdale possible [Des03]. Afin de diminuer le volume de la machine, le nombre de paires de pôles de la machine est augmenté. Il est généralement de 2 à 4 pour les machines asynchrones, car l'augmentation du nombre de pôles réduit le facteur de puissance de manière importante [Lat06]. Il peut être plus élevé pour les machines synchrones qui sont moins inductives et permettent donc d'obtenir de meilleurs facteurs de puissance.

La figure 1.6 présente la répartition des conducteurs d'une machine monophasée à deux paires de pôles ainsi que la fmm obtenue.

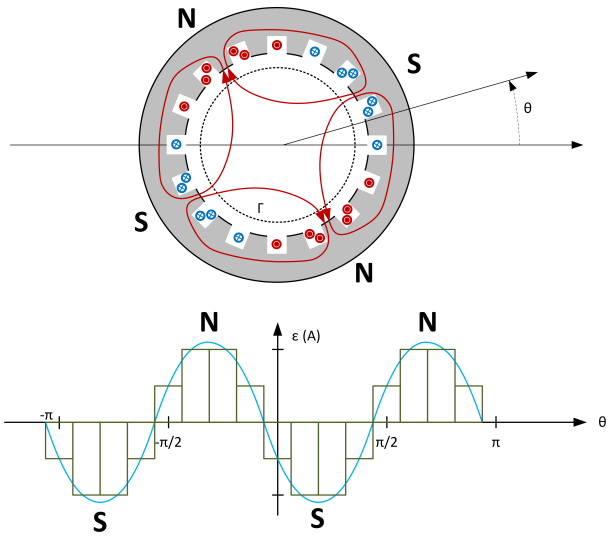


FIGURE 1.6 – Stator d'une machine monophasée à deux paires de pôles.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Stator triphasé à deux paires de pôles

La grande majorité des machines étant des machines triphasées, la structure du stator d'une telle machine est présentée en figure 1.7 avec la fmm correspondante. Chaque phase est déphasée spatialement de $\frac{2\pi}{3}$. Un tel bobinage permet de créer trois dipôles magnétiques dont les champs associés sont d'amplitudes variables. En alimentant chacune de ces phases avec un courant déphasé temporellement de $\frac{2\pi}{3}$, il est possible d'obtenir un dipôle magnétique tournant. La fréquence de ce champ magnétique, f_m, dépendra de la fréquence des courants alimentant le stator, f_s, et du nombre de paires de pôles, N_p, selon la relation donnée par l'équation 1.2.

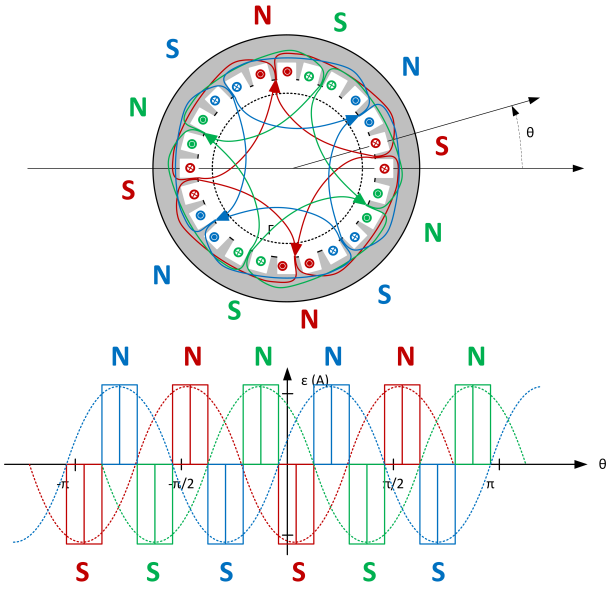


FIGURE 1.7 – Stator d'une machine triphasée à deux paires de pôles.

$$f_m = \frac{f_s}{N_p} \tag{1.2}$$

Représentation simplifiée pour la commande

Pour réaliser une commande de machine, une représentation simplifiée de la machine est utilisée. Une machine à une paire de pôles est alors considérée. Le bobinage de chaque phase du stator est représenté par un solénoïde supposé infini. Chacun de ces solénoïdes génère une fmm dans un axe donné, ε_a, ε_b et ε_c. Il est possible de réguler l'amplitude de cette fmm en régulant le courant dans chaque phase, i_a, i_b et i_c. Chaque phase étant déphasée spatialement et temporellement de $\frac{2\pi}{3}$, une fmm tournante ε_s est obtenue au stator. La figure 1.8 présente la manière dont cette fmm tournante est obtenue avec une représentation simplifiée du stator de la machine.

Pour obtenir une machine électrique, il faut désormais que cette fmm entraîne dans sa rotation la partie mobile, le rotor.

1.1.2 Présentation du rotor d'une machine asynchrone

Le rotor d'une machine asynchrone est composé d'un circuit électrique en court-circuit. La figure 1.9 présente schématiquement un rotor bobiné (a.) et un rotor en cage d'écureuil (b.).

Le rotor est un circuit fermé traversé par le champ magnétique tournant généré au stator. Des courants induits apparaissent alors au sein de l'enroulement du rotor. Ils sont appelés courants rotoriques, et leur fréquence, appelée fréquence rotorique, f_r, est la fréquence des courants statoriques, f_s, vue dans le repère du rotor tournant à la vitesse du moteur, f. C'est donc la différence entre la fréquence statorique et la fréquence de rotation du rotor (1.3).

$$f_r = f_s - f \tag{1.3}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

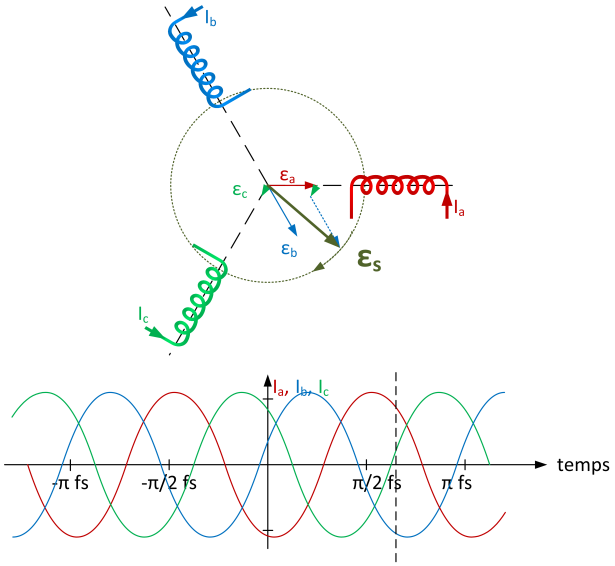
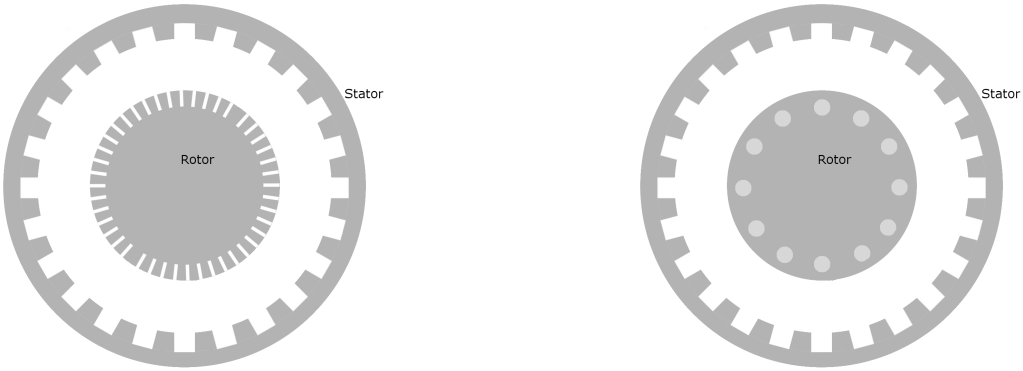


FIGURE 1.8 – Génération de la fmm tournante au stator, ε_s.



(a) (b)

FIGURE 1.9 – Structure d'une machine asynchrone à rotor bobiné (a) et à cage d'écureuil (b).

Le circuit électrique situé au rotor étant traversé de courants électriques, il se comporte à son tour comme un dipôle magnétique. La fmm générée au rotor tourne à la fréquence rotorique f_r, et son amplitude va varier selon l'amplitude des courants circulant au rotor. Le dipôle magnétique du rotor aura tendance à s'aligner avec celui du stator, expliquant ainsi la mise en rotation du rotor.

Remarque 1 : Lorsque le rotor tourne à la même vitesse que le champ statorique, celui-ci est vu par le rotor comme un champ constant. Il n'y a alors plus de courants induits au rotor, et donc plus de champ rotorique. Lorsque le rotor tourne à la fréquence des courants statoriques, la transmission de puissance devient ainsi impossible, justifiant le nom de machine asynchrone.

Du fait de la différence entre la fréquence des courants et la fréquence de rotation du champ magnétique introduit par le nombre de paires de pôles de la machine, nous distinguons les grandeurs électriques liées à la fréquence des courants des grandeurs mécaniques liées à la fréquence du champ magnétique. Cette distinction est réalisée notamment pour les fréquences, vitesses et positions. Autant que possible, les grandeurs mécaniques seront notées avec une majuscule et les grandeurs électriques avec une minuscule. La relation (1.4) présente la relation entre la vitesse électrique, ω, et la vitesse mécanique, Ω, ainsi que leur lien avec la pulsation des courants statoriques, ω_s, et celle des courants rotoriques, ω_r.

$$\omega = N_p\Omega = \omega_s - \omega_r \tag{1.4}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.1.3 Modèle fondamental de la machine asynchrone

La réunion du stator et du rotor permet de construire une machine asynchrone. L'espace séparant le stator du rotor est appelé l'entrefer. L'ensemble du flux magnétique traverse cet entrefer. La figure 1.10 définit le schéma de principe de la machine asynchrone. Le modèle correspondant est particulièrement adapté pour la commande, mais plusieurs hypothèses simplificatrices ont été réalisées au préalable. L'ensemble de ces hypothèses réalisées pour aboutir à ce modèle, de (H.1) à (H.7), est rappelé ici :

- (H.1) La machine est équilibrée, les résistances et inductances sont égales sur chacune des phases.
- (H.2) La contribution des têtes de bobines à la fmm a été négligée (hypothèse de fils de longueur infinie).
- (H.3) Les lignes de champ sont supposées être réparties uniquement dans le matériau ferromagnétique et dans l'entrefer (hypothèse de perméabilité du matériau ferromagnétique très supérieure par rapport à celle de l'air, $\mu_{ferro} >> \mu_{air}$).
- (H.4) Les saturations du champ magnétique ont été négligées (hypothèse de linéarité du matériau ferromagnétique : μ_{ferro} supposé constant).
- (H.5) Les courants ont été supposés être répartis uniquement dans les conducteurs (pas de courants de Foucault).
- (H.6) Les fmm au stator comme au rotor ont été supposées sinusoïdales (hypothèse de répartition sinusoïdale des conducteurs et les fmm dues à l'ouverture des encoches du stator et aux barres du rotor ont été négligées).
- (H.7) Chacune des phases est alimentée par un courant parfaitement sinusoïdal (les harmoniques dues aux découpes de tension sont négligées).

Le modèle réunissant ces hypothèses sera appelé "modèle fondamental" dans le reste du document.

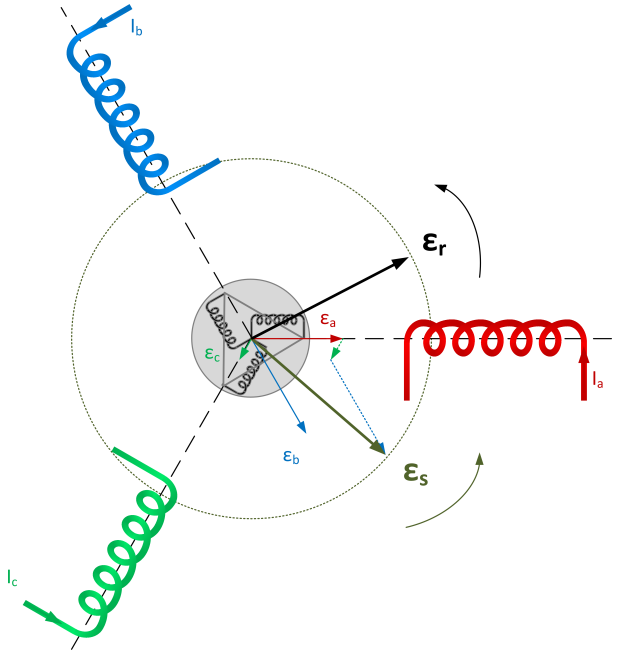


FIGURE 1.10 – Schéma de principe de la machine asynchrone.

1.2 Mise en équation de la machine asynchrone

Une machine électrique étant un convertisseur électro-mécanique, la modélisation d'une telle machine nécessite de modéliser d'une part la partie électrique et d'autre part la partie mécanique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.2.1 Modélisation électrique de la machine asynchrone

Modélisation du fondamental dans un repère triphasé en régime quelconque

Les hypothèses (H.1), (H.2), (H.3) et (H.6) permettent de considérer les inductances propres et mutuelles égales pour chacune des phases, et la répartition du champ magnétique parfaitement sinusoïdale. En notant θ l'angle électrique entre la fmm du rotor et la fmm du stator, l'expression du flux magnétique pour une phase du stator est alors donnée en (1.5). L'inductance propre d'une phase du stator est notée L_{ss}, l'inductance propre d'une phase du rotor est notée L_{rr}. L'inductance mutuelle entre phases du stator est notée M_s, l'inductance mutuelle entre phases du rotor M_r, l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor m_{sr} et entre le rotor et le stator m_{rs}. Les trois courants de phases du stator sont notés i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}, ceux du rotor i_{ra}, i_{rb} et i_{rc}. Les flux statoriques sont notés sur chaque phase φ_{sa}, φ_{sb} et φ_{sc}, et les flux rotoriques φ_{ra}, φ_{rb} et φ_{rc}. Partant de cette expression du flux, l'ensemble des flux de la machine est décrit par (1.6).

$$\varphi_{sa} = L_{ss}i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + m_{sr}cos(\theta)i_{ra} + m_{sr}cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)i_{rb} + m_{sr}cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)i_{rc} \quad (1.5)$$

$$\begin{bmatrix}\varphi_{sa}\\ \varphi_{sb}\\ \varphi_{sc}\\ \varphi_{ra}\\ \varphi_{rb}\\ \varphi_{rc}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s & m_{sr}cos(\theta) & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) \\ M_s & L_{ss} & M_s & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta) & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ M_s & M_s & L_{ss} & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta) \\ m_{rs}cos(\theta) & m_{rs}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{rs}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & L_{rr} & M_r & M_r \\ m_{rs}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{rs}cos(\theta) & m_{rs}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & M_r & L_{rr} & M_r \\ m_{rs}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{rs}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{rs}cos(\theta) & M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\\ i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Dans la mesure où la machine est câblée en étoile sans que le neutre ne soit câblé, et avec l'hypothèse (H.5), la somme des courants est nulle au rotor comme au stator : $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ et $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$. L'expression du flux se simplifie alors et fait apparaître des inductances propres équivalentes pour chacune des phases, appelées inductances cycliques. Ces inductances cycliques sont notées L_s au stator et L_r au rotor et définies en (1.7). Par la suite, ce sont ces inductances cycliques qui vont apparaître dans l'ensemble des équations de la machine.

$$\begin{aligned} L_s &= L_{ss} - M_s \\ L_r &= L_{rr} - M_r \end{aligned} \quad (1.7)$$

L'expression (1.6) se simplifie alors nettement, comme présenté en (1.8). Cette même relation est exprimée en (1.9) avec des notations matricielles condensées.

$$\begin{bmatrix}\varphi_{sa}\\ \varphi_{sb}\\ \varphi_{sc}\\ \varphi_{ra}\\ \varphi_{rb}\\ \varphi_{rc}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 & m_{sr}cos(\theta) & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) \\ 0 & L_s & 0 & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta) & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & L_s & m_{sr}cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{sr}cos(\theta) \\ m_{rs}\cos(\theta) & m_{rs}\cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{rs}\cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & L_r & 0 & 0 \\ m_{rs}\cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{rs}\cos(\theta) & m_{rs}\cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & 0 & L_r & 0 \\ m_{rs}\cos(\theta+\frac{4\pi}{3}) & m_{rs}\cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & m_{rs}\cos(\theta) & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\\ i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\begin{bmatrix}\varphi^s_{abc}\\ \varphi^r_{abc}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}[L_s] & [m_{sr}(\theta)]\\ [m_{rs}(\theta)] & [L_r]\end{bmatrix} \begin{bmatrix}i^s_{abc}\\ i^r_{abc}\end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Les trois bobinages étant déphasés spatialement de $2\pi/3$, il est possible d'exprimer n'importe quelle grandeur par un vecteur complexe noté $\overline{x}$ en l'exprimant à partir de sa projection sur les trois phases. C'est ce qu'on appelle la représentation *space phasor* [Vas92]. Les vecteurs de courant sont notés $\overline{i_s}$ et $\overline{i_r}$. Les vecteurs de flux sont notés $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ et leur expression est donnée en (1.10).

$$\begin{aligned} \overline{\varphi_s} &= \frac{2}{3}\left(\varphi_{sa} + e^{j\frac{2\pi}{3}}\varphi_{sb} + e^{j\frac{4\pi}{3}}\varphi_{sc}\right) \\ \overline{\varphi_r} &= \frac{2}{3}\left(\varphi_{ra} + e^{j\frac{2\pi}{3}}\varphi_{rb} + e^{j\frac{4\pi}{3}}\varphi_{rc}\right) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Le terme 2/3 est présent afin de conserver la norme du vecteur de flux après la projection sur les trois axes. En exprimant ces vecteurs à partir des expressions du flux dans l'équation (1.8)

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

et en simplifiant les calculs trigonométriques qui en découlent, l'expression des flux peut être simplifiée de nouveau, comme présenté en (1.11).

$$\begin{aligned}\overline{\varphi_s} &= L_s\overline{i_s} + \tfrac{3}{2}m_{sr}\overline{i_r}e^{j\theta} \\ \overline{\varphi_r} &= L_r\overline{i_r} + \tfrac{3}{2}m_{sr}\overline{i_s}e^{-j\theta}\end{aligned} \tag{1.11}$$

Cette expression se simplifie encore en posant $L_m = \frac{3}{2}m_{sr}$.

$$\begin{aligned}\overline{\varphi_s} &= L_s\overline{i_s} + L_m\overline{i_r}e^{j\theta} \\ \overline{\varphi_r} &= L_r\overline{i_r} + L_m\overline{i_s}e^{-j\theta}\end{aligned} \tag{1.12}$$

La loi des mailles est appliquée au stator et au rotor. La résistance d'une phase du stator est notée R_s, celle d'une phase du rotor R_r. L'hypothèse (H.5) permet de s'assurer qu'il n'y a pas d'autres pertes Joules. Il est donc possible de condenser les notations à l'aide de notation matricielle condensée où $[R_s]$ et $[R_r]$ sont des matrices diagonales. Il est donc équivalent d'écrire ces résistances sous forme matricielle ou sous forme de réels, R_s et R_r. En appliquant maintenant la loi de Lenz, l'expression des tensions statoriques et rotoriques est donnée en (1.13).

$$\begin{aligned}\overline{v_s} &= R_s\overline{i_s} + \tfrac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \\ \overline{v_r} &= 0 = R_r\overline{i_r} + \tfrac{d\overline{\varphi_r}}{dt}\end{aligned} \tag{1.13}$$

Jusqu'à présent, aucune hypothèse sur le matériau magnétique n'a été nécessaire. À partir de maintenant, nous utilisons l'hypothèse de linéarité des matériaux magnétiques (H.4), imposant alors à toutes les inductances propres et mutuelles de prendre des valeurs constantes.

Les équations (1.12) et (1.13) permettent alors d'exprimer la tension à partir des courants statoriques et des flux rotoriques, comme cela est fait en (1.14).

$$\begin{aligned}\overline{v_s} &= \left(R_s + \tfrac{L_m^2}{L_r^2}R_r\right)\overline{i_s} + \left(L_s - \tfrac{L_m^2}{L_r}\right)\tfrac{d\overline{i_s}}{dt} - \tfrac{L_m}{L_r}\tfrac{R_r}{L_r}\overline{\varphi_r}e^{j\theta} + \tfrac{L_m}{L_r}j\omega\overline{\varphi_r}e^{j\theta} \\ \tfrac{d\overline{\varphi_r}}{dt} &= -\tfrac{R_r}{L_r}\overline{\varphi_r} + \tfrac{L_m R_r}{L_r}\overline{i_s}e^{-j\theta}\end{aligned} \tag{1.14}$$

Le terme $L_s - L_m^2/L_r$ s'exprime à partir du coefficient de dispersion, ou coefficient de Blondel, $\sigma = 1 - L_m^2/L_rL_s$. Par la suite, il sera écrit plus simplement σL_s ou L_σ.

Ces équations offrent l'avantage d'être directement exprimées à partir des grandeurs triphasées mais, comme on le voit, elles dépendent également de la position du rotor ce qui les rend difficilement utilisables pour la commande.

Modélisation du fondamental dans un repère diphasé en régime quelconque

Nous venons de décrire le modèle de la machine asynchrone en *space phasor*. Il est cependant possible de simplifier le modèle obtenu en l'écrivant dans un modèle diphasé. Pour cela, les transformées de Clarke et de Concordia transforment un repère triphasé stationnaire en un repère diphasé stationnaire. Ces transformations peuvent être faites en choisissant de conserver la norme des courants, flux et tensions (transformée de Clarke) ou de conserver la puissance (transformée de Concordia). La différence tient à un terme de normalisation qui diffère. Nous choisissons d'utiliser dans ce mémoire la transformée qui conserve la puissance, la transformée de Concordia.

La transformée de Concordia, qui sera notée $[C]$ par la suite, est donnée par l'équation (1.15).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C]\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{1.15}$$

Dans le cas d'une machine électrique équilibrée (hypothèse H.1), il n'y a pas de composante homopolaire, ce qui permet d'écrire $i_0 = 0$. Ceci reste vrai quelle que soit la forme des courants, l'hypothèse (H.7) n'est pas nécessaire. La composante homopolaire n'est jamais considérée, on parle alors de repère (α,β) après la transformée de Concordia.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les vecteurs de courant, de flux et de tension sont exprimés comme des grandeurs complexes dans le repère (α,β). Les composantes des vecteurs $\overline{i_s}$, $\overline{\varphi_r}e^{j\theta}$ et $\overline{v_s}$ sont respectivement notées dans ce repère ($i_{s\alpha}$,$i_{s\beta}$), ($\varphi_{r\alpha}$,$\varphi_{r\beta}$) et ($v_{s\alpha}$,$v_{s\beta}$). L'équation (1.16) illustre cette manière d'écrire les vecteurs de courant, de flux et de tension.

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \mathcal{R}e\left(\overline{i_s}\right) \\ i_{s\beta} = \mathcal{I}m\left(\overline{i_s}\right) \\ \varphi_{r\alpha} = \mathcal{R}e\left(\overline{\varphi_r}e^{j\theta}\right) \\ \varphi_{r\beta} = \mathcal{I}m\left(\overline{\varphi_r}e^{j\theta}\right) \\ v_{s\alpha} = \mathcal{R}e\left(\overline{v_s}\right) \\ v_{s\beta} = \mathcal{I}m\left(\overline{v_s}\right) \end{cases} \tag{1.16}$$

L'équation (1.14) peut alors être réécrite comme dans l'équation (1.17).

$$\begin{gathered} v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2}R_r\right)(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)\frac{d(i_{s\alpha}+ji_{s\beta})}{dt} - \frac{L_m}{L_r}\left(\frac{R_r}{L_r} - j\omega\right)(\varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}) \\ \frac{d(\varphi_{r\alpha}+j\varphi_{r\beta})}{dt} - j\omega(\varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}) = -\frac{R_r}{L_r}(\varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}) + \frac{L_m R_r}{L_r}(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \end{gathered} \tag{1.17}$$

En identifiant les parties réelles d'une part et les parties imaginaires d'autre part, l'évolution des grandeurs électriques sur les axes (α) et (β) peut être écrite comme en (1.18).

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \end{cases} \tag{1.18}$$

Cette écriture détaillée dans le repère (α,β) avait pour but de bien expliquer l'importance de chaque hypothèse dans la modélisation réalisée afin d'en comprendre les limites. Rappelons que les paramètres électriques du modèle diphasé, R_s, R_r, L_s, L_r, L_m et L_σ, sont égaux aux valeurs physiques pour chacune des phases du moteur. L'ensemble des hypothèses sur le circuit magnétique conduit à considérer l'inductance magnétisante L_m comme une constante. Dès lors que les non-linéarités du circuit magnétique sont prises en considération, cette inductance sera variable. Les principales variations sont avec l'amplitude et la fréquence du flux. À titre d'exemple, la figure 1.11 présente la variation de l'inductance magnétisante avec l'amplitude du flux pour un matériau ferromagnétique donné. Il existe également une variation de l'inductance de fuites, L_σ avec ces mêmes grandeurs. L'annexe A montre comment obtenir directement ce modèle sans passer préalablement par la représentation *space phasor*.

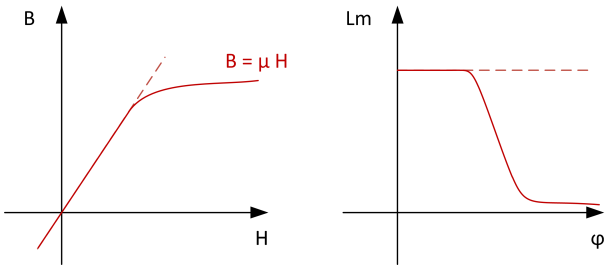


FIGURE 1.11 – Variation de l'inductance magnétisante avec l'amplitude du flux pour un matériau ferromagnétique donné.

Le principal désavantage de cette modélisation tient dans le fait que les grandeurs régulées sont sinusoïdales en régime permanent. Robert H. Park a introduit en 1929 la transformée de Park [Par29] qui permet un nouveau changement de repère, une rotation, permettant d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent, ce qui simplifie la régulation. La transformée de Park peut se voir comme deux transformations successives, la transformée de Clarke ou de Concordia qui transforme un repère triphasé stationnaire en un repère diphasé stationnaire, suivie d'une rotation qui transforme le repère diphasé stationnaire en un repère diphasé tournant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La rotation d'un angle θ_0 permet de passer d'un repère stationnaire à un repère tournant. Elle sera notée $[R(\theta_0)]$ par la suite. Elle est présentée en (1.19).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta_0) & sin(\theta_0) & 0 \\ -sin(\theta_0) & cos(\theta_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{1.19}$$

Par ailleurs, le choix de la rotation permet de choisir comment orienter le repère de Park. Dans le cas d'une machine électrique, il y a un angle θ entre les grandeurs exprimées au stator et les grandeurs exprimées au rotor. De la même manière qu'on parle de repère (α,β) après la transformée de Concordia, on parle de repère (d,q) après la transformée de Park.

Il est possible de refaire la même modélisation en choisissant le repère tournant (d,q), orienté avec le flux de la machine. Lorsqu'on modélise la machine dans le repère (d,q), le repère de Park est orienté sur la position électrique du flux, θ_φ, ce qui revient à choisir $\theta_0 = \theta_\varphi$ pour la matrice de rotation. Le repère est alors dit orienté sur le flux. Dans ce cas, le passage de modèle *space phasor* au modèle diphasé se fait de la même manière, mais en ajoutant cette rotation d'angle θ_φ. Dans ce repère, l'évolution des courants i_{sd} et i_{sq} et des flux φ_{rd} et φ_{rq} pour des tensions appliquées v_{sd} et v_{sq} est décrite par le système d'équation (1.20).

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rq} + \frac{v_{sd}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{v_{sq}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \end{cases} \tag{1.20}$$

De par sa définition, le repère (d,q) peut toujours être considéré comme parfaitement orienté. Dans ce cas, le flux n'est décrit que par φ_{rd}. Le flux sur l'axe (q) et sa dérivée sont alors nuls : $\varphi_{rq} = 0$ et $\dot{\varphi}_{rq} = 0$. La relation (1.21) est obtenue de cette manière.

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{R_r L_m}{L_r}\frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \tag{1.21}$$

Modélisation du fondamental en régime permanent

En reprenant les équations (1.12) et (1.13) en régime permanent, les tensions au stator et au rotor sont données en (1.22).

$$\begin{cases} \overline{v_s} = R_s\overline{i_s} + j\omega_s\left(L_s\overline{i_s} + L_m\overline{i_r}e^{j\theta}\right) \\ \overline{v_r} = 0 = R_r\overline{i_r} + j\omega_r\left(L_r\overline{i_r} + L_m\overline{i_s}e^{-j\theta}\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \overline{v_s} = R_s\overline{i_s} + j\omega_s\left(L_s\overline{i_s} + L_m\overline{i_r}e^{j\theta}\right) \\ 0 = \frac{\omega_s}{\omega_r}R_r\overline{i_r}e^{j\theta} + j\omega_s\left(L_r\overline{i_r}e^{j\theta} + L_m\overline{i_s}\right) \end{cases} \tag{1.22}$$

En notant g le glissement de la machine, $\frac{\omega_r}{\omega_s}$, la machine asynchrone peut être modélisée par le schéma électrique équivalent donné en figure 1.12. Sur ce schéma, la force électro-motrice en régime permanent, notée e, et le courant magnétisant, noté i_m, apparaissent également.

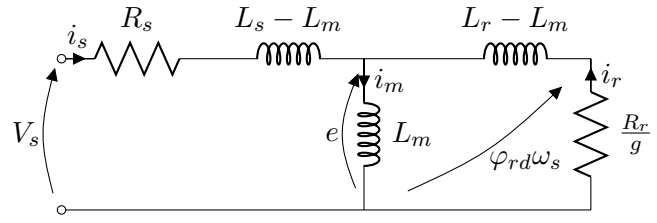


FIGURE 1.12 – Schéma électrique équivalent par phase de la machine asynchrone en régime permanent.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.2.2 Modélisation mécanique de la machine asynchrone

Le lien entre la partie électrique et la partie mécanique de la machine se fait à travers la vitesse ω et le couple électrique. L'écriture de la puissance, P_E, à partir de l'expression de la tension (1.14) permet d'identifier la puissance perdue par pertes Joules, P_J, la puissance inductive correspondant à un stockage d'énergie, P_I, et la puissance mécanique, P_m. En exprimant à part cette puissance mécanique, l'expression du couple disponible sur l'arbre moteur, appelé couple électrique et noté T_E, est obtenue en (1.24). Cette expression, est donnée en (1.25) pour les deux repères, (α,β) et (d,q).

$$\begin{array}{l} P_E = \overline{v_s}.\overline{i_s} = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2}R_r\right)\overline{i_s}.\overline{i_s} - \frac{L_m}{L_r^2}R_r\overline{\varphi_r}e^{j\theta}.\overline{i_s} + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)\frac{d\overline{i_s}}{dt}.\overline{i_s} + \frac{L_m}{L_r}j\omega\overline{\varphi_r}e^{j\theta}.\overline{i_s} \\ P_E = P_J + P_I + P_M \end{array} \tag{1.23}$$

$$\begin{array}{rl} & P_M = \Omega T_E = \frac{L_m}{L_r}j\omega\overline{\varphi_r}e^{j\theta}.\overline{i_s} \\ \Leftrightarrow & T_E = N_p\frac{L_m}{L_r}j(\varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}).(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \\ \Leftrightarrow & T_E = N_p\frac{L_m}{L_r}(j\varphi_{r\alpha} - \varphi_{r\beta}).(i_{s\alpha} + ji_{s\beta}) \\ \Leftrightarrow & T_E = N_p\frac{L_m}{L_r}\left(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}\right) \end{array} \tag{1.24}$$

$$T_E = N_p\frac{L_m}{L_r}||\overrightarrow{\varphi_r}\bigwedge\overrightarrow{i_s}|| = N_p\frac{L_m}{L_r}\left(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}\right) = N_p\frac{L_m}{L_r}\varphi_{rd}i_{sq} \tag{1.25}$$

La dynamique d'évolution de la vitesse d'une machine électrique est nettement inférieure à la dynamique électrique de la machine. Pour cette raison, le modèle mécanique le plus simple, présenté par l'équation (1.26), est de considérer la vitesse comme un paramètre lentement variable.

$$\dot{\omega} = 0 \tag{1.26}$$

Pour améliorer ce modèle, il est également possible de considérer l'équation de la dynamique, en connaissant le couple électrique T_E produit par la machine, comme présenté en équation (1.27), où J_{eq} est l'inertie équivalente ramenée à l'arbre moteur et T_L le couple de charge.

$$\begin{array}{ll} J_{eq}\dot{\Omega} & = T_E - T_L \\ \Rightarrow \dot{\omega} & = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq}L_r}\left(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}\right) - \frac{N_p}{J_{eq}}T_L = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq}L_r}\varphi_{rd}i_{sq} - \frac{N_p}{J_{eq}}T_L \end{array} \tag{1.27}$$

Le couple de charge T_L peut être considéré comme une entrée connue ou comme un paramètre inconnu lentement variable. Dans le premier cas, le modèle (1.27) est suffisant. Dans le second cas, le modèle mécanique est présenté en (1.28).

$$\left\{\begin{array}{ll} \dot{\omega} & = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq}L_r}\left(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\varphi_{r\beta}\right) - \frac{N_p}{J_{eq}}T_L = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq}L_r}\varphi_{rd}i_{sq} - \frac{N_p}{J_{eq}}T_L \\ \dot{T}_L & = 0 \end{array}\right. \tag{1.28}$$

1.3 Commandes classiques de la machine asynchrone

La figure 1.13 présente l'environnement de la commande de la machine asynchrone en traction ferroviaire. Le contrôle de la machine électrique se fait à travers la commande des instants de commutation des IGBT de l'onduleur. À partir des mesures des courants de deux phases de la machine, i_{sa} et i_{sb}, de la mesure de vitesse de la machine, Ω, et de la mesure de la tension du bus continu de l'onduleur, les ordres de commutation sur chacune des phases, ρ_a, ρ_b et ρ_c, sont calculés et appliqués aux modulateurs et aux drivers des IGBT de l'onduleur. Cet onduleur est alimenté par une tension continue U_{dc} correspondant à la tension captée par le pantographe sur la caténaire et filtrée par un filtre dont la constante de temps est suffisamment grande pour lisser la tension.

La question de la commande de la machine revient à savoir comment générer les ordres de commutation à partir des mesures. Il existe trois grands types de commande de machine asynchrone, la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande directe. Il existe également de nombreuses variantes de ces trois commandes de bases qui ne seront pas détaillées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

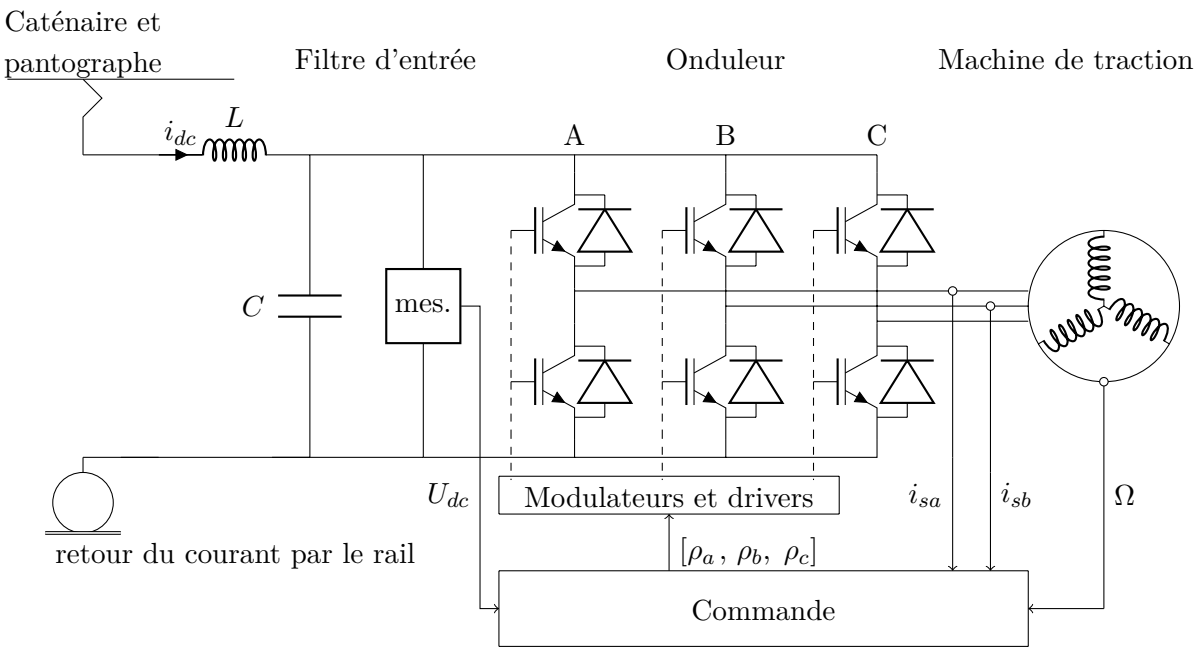


FIGURE 1.13 – Environnement de la traction électrique ferroviaire.

1.3.1 Commande scalaire

La commande scalaire est une commande de machine asynchrone permettant de piloter le couple de la machine à travers la gestion de l'amplitude du flux, φ_{rd}, et de la pulsation statorique, ω_s. À partir des équations (1.21) et (1.25), l'équation (1.29) montre que la pulsation de glissement, ω_r, est proportionnelle au couple de la machine avec un rapport de proportionnalité dépendant de l'amplitude du flux. La consigne de couple, $T_E^{\#}$, est traduite en consigne de pulsation rotorique, $\omega_r^{\#}$, suivant ce rapport de proportionnalité.

$$\omega_r = \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}^2} \tag{1.29}$$

Il s'agit alors d'abord de réguler la pulsation de glissement ω_r à travers le contrôle de la fréquence statorique ω_s et la connaissance de la vitesse ω (cf. éq. 1.4). Il s'agit ensuite de maintenir l'amplitude du flux rotorique, notée ici φ_r, à une valeur constante sans aucun système de régulation sur les courants, mais en agissant directement sur la tension statorique V_s. D'après le schéma électrique équivalent en régime permanent présenté en figure 1.12, nous pouvons montrer que la fem e s'exprime selon l'équation (1.30) et le courant i_r selon l'équation (1.31).

$$e = j\omega_s\left(L_r - L_m\right)i_r + \varphi_r\omega_s \tag{1.30}$$

$$i_r = \frac{e}{j\omega_s\left(L_r - L_m\right) + \frac{R_r}{g}} \tag{1.31}$$

En combinant ces deux expressions, il est possible d'exprimer la fem e d'une nouvelle manière (1.32), puis d'exprimer le flux rotorique φ_r à partir de celle-ci (1.33).

$$e = \frac{j\omega_s\left(L_r - L_m\right)e}{j\omega_s\left(L_r - L_m\right) + \frac{R_r}{g}} + \varphi_r\omega_s \tag{1.32}$$

$$\varphi_r = \frac{e}{\omega_s}\frac{\frac{R_r}{g}}{\frac{R_r}{g} + j\omega_s\left(L_r - L_m\right)} \tag{1.33}$$

En supposant le glissement g faible, ce qui est le cas en pratique, l'expression (1.33) se simplifie largement en (1.34).

$$\varphi_r \approx \frac{e}{\omega_s} \tag{1.34}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

En supposant maintenant que la résistance statorique et faible ($R_s \approx 0$) et que l'inductance de fuites statoriques est faible ($L_s - L_m \approx 0$), le schéma monophasé équivalent de la machine asynchrone montre que la fem e peut être considérée égale à la tension statorique V_s. Le flux peut alors être maintenu à une valeur constante en imposant un rapport $\frac{V_s}{f}$ constant. On parle alors de commande en U/f.

Le flux n'est toutefois pas directement contrôlé, ce qui engendre une première source d'erreur sur le couple. Par ailleurs, pour considérer que l'amplitude du flux est proportionnelle à l'amplitude de la tension d'alimentation, il a fallu négliger la résistance statorique R_s. Cette approximation est sans effet lorsque la vitesse est importante, mais elle a un impact fort dès lors que l'on fonctionne à basse vitesse. Le flux est alors mal contrôlé à basse vitesse, et le couple n'est plus contrôlé.

Cette commande est la plus simple à réaliser car elle ne nécessite aucune mesure des courants. Elle offre un pilotage correct du couple lors d'un fonctionnement à vitesse élevée, même s'il n'est pas très précisément régulé, mais n'est pas utilisable à basse vitesse. La figure 1.14 présente la représentation schématique de cette commande.

1.3.2 Commande vectorielle

Un deuxième type de commande, la commande vectorielle, a été introduit successivement en 1968 et 1972 par [Has68] et [Bla72], présentant respectivement la commande vectorielle indirecte et directe. Les consignes de couple, $T_E^{\#}$, et de flux, $\varphi^{\#}$, sont traduites respectivement en consignes de courant $i_{sd}^{\#}$ et $i_{sq}^{\#}$. Cette commande est fondée sur la transformée de Park pour réguler indépendamment le couple à travers la régulation du courant i_{sq} et le flux à travers la régulation du courant i_{sd}. La connaissance de la position du flux est alors nécessaire pour orienter correctement le repère (d,q). La différence entre la commande directe et indirecte tient dans la manière dont la position du flux est estimée. Dans le cas d'une commande vectorielle directe, la fréquence statorique est estimée directement par la mesure de la fréquence des courants. Dans le cas d'une commande vectorielle indirecte, la mesure de la vitesse ω et l'estimation de la pulsation de glissement ω_r permettent d'obtenir la fréquence statorique qui, après intégration, permet d'orienter l'axe (d). La commande vectorielle indirecte s'avère être plus robuste que la commande vectorielle directe. Elle est la commande vectorielle la plus couramment utilisée. Les courants i_{sd} et i_{sq} sont régulés, permettant d'obtenir un vecteur de tension à appliquer à la machine. Le schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte est donné en figure 1.15.

1.3.3 Commande directe en couple

Un troisième type de commande, la commande directe en couple, a été introduit à partir de 1986 par [Tak86] et [Dep87], présentant respectivement le Direct Torque Control (ou DTC, nom couramment utilisé pour parler de commande directe en couple) et le Direct Self Control. Le principal avantage de cette commande est que les calculs ne sont plus réalisés dans le repère orienté (d,q). Le couple et le flux sont estimés à partir des mesures dans le repère (α,β), T_E^{est} et φ^{est}, puis régulés par hystérésis. L'architecture de cette commande est donc beaucoup plus simple, comme le montre la figure 1.16. Il faut toutefois appliquer cette commande à une fréquence bien plus élevée que pour une commande vectorielle pour que la régulation soit précise. Du fait de la régulation par hystérésis, cette commande produit également une oscillation sur les grandeurs régulées, le couple et le flux. Enfin, la fréquence élevée de la commande permet de se passer de la MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) et d'appliquer un vecteur de tension fixe à chaque période de calcul. L'un des huit vecteurs de tension que l'onduleur peut générer (voir figure 1.17) est appliqué à la machine. L'onduleur est commandé directement en ouverture et fermeture des IGBT, et non plus en rapports cycliques.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

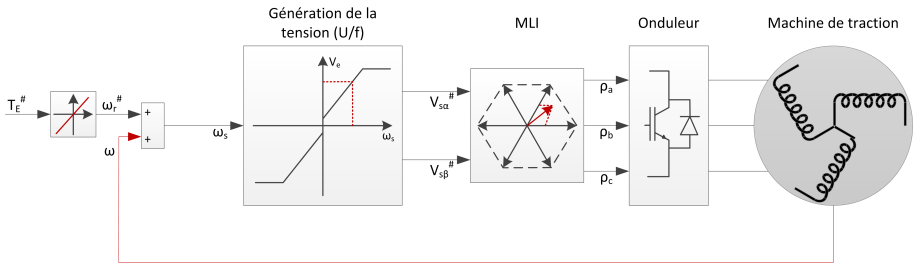


FIGURE 1.14 – Schema de la commande scalaire.

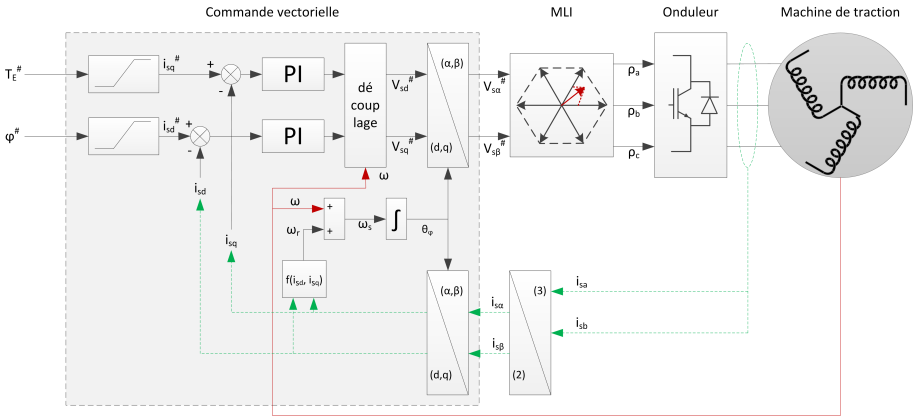


FIGURE 1.15 – Schéma de la commande vectorielle.

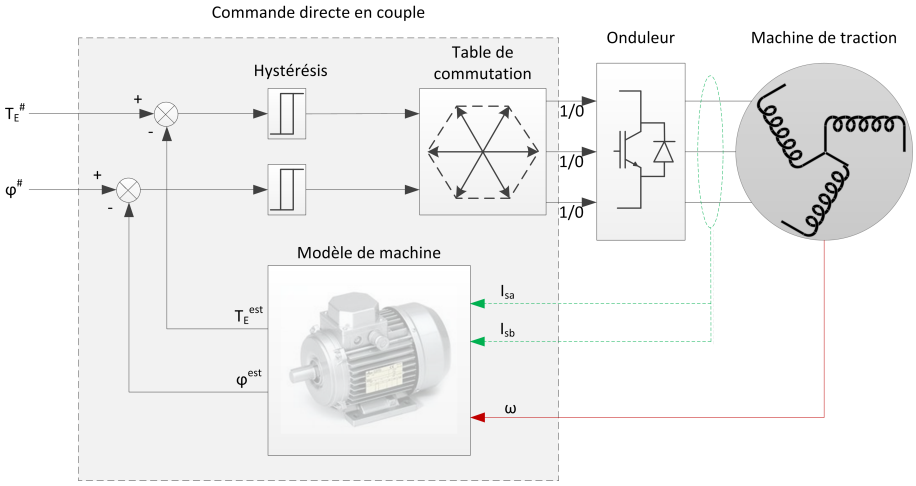


FIGURE 1.16 – Schéma de la commande directe en couple (DTC).

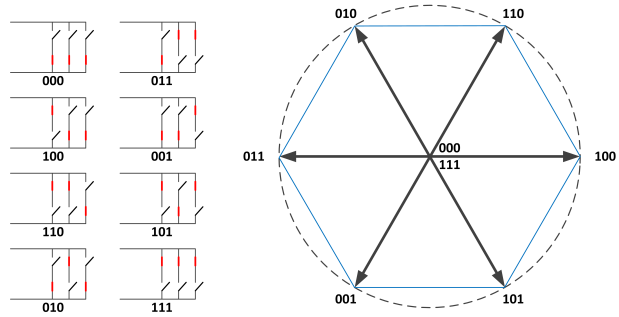


FIGURE 1.17 – Vecteurs de tension applicables par l'onduleur.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

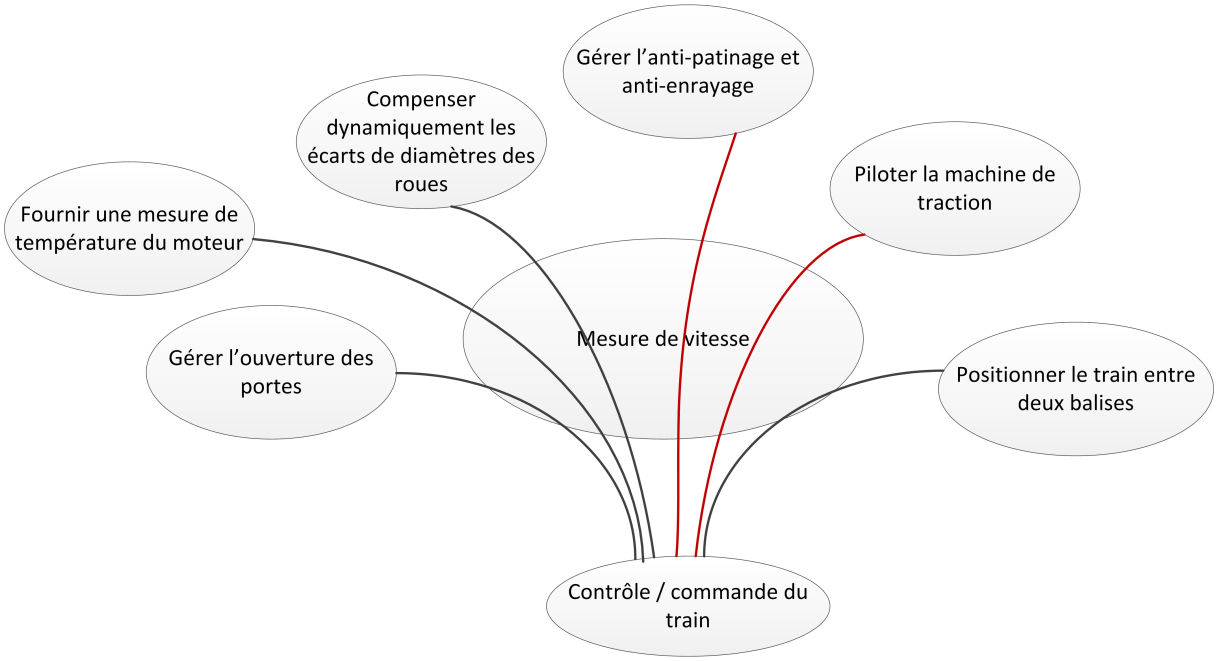


FIGURE 1.18 – Analyse fonctionnelle de la mesure de vitesse dans une application ferroviaire.

1.3.4 Importance de la mesure de vitesse

Pour chaque type de commande, la vitesse est un élément essentiel pour obtenir une précision importante sur le couple.

Dans le cas d'une commande scalaire, une erreur de mesure égale au glissement nominal de la machine, souvent entre 1 et 5% de la fréquence nominale, sera à l'origine d'une erreur égale au couple nominal. Une erreur sur la mesure de vitesse engendrera ainsi une erreur de couple qui sera, en pourcentage de la consigne de couple, plus importante que l'erreur relative commise sur la vitesse.

Dans le cas d'une commande vectorielle, une erreur sur la mesure de vitesse sera à l'origine d'une mauvaise orientation de l'axe (d). Il en résultera une erreur de flux et de couple.

Dans le cas d'une commande directe en couple, le couple et le flux estimés dépendent de la précision des paramètres de la machine. Les paramètres les plus importants sont la vitesse et les résistances rotorique et statorique. Une erreur de vitesse conduira à une erreur sur le couple et le flux estimés, et donc à une mauvaise régulation de ces grandeurs.

Nos travaux sont appliqués à la traction ferroviaire où la mesure de vitesse est utilisée largement. La figure 1.18 présente l'analyse fonctionnelle de la mesure de vitesse dans une telle application. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons exclusivement aux fonctions de traction, c'est-à-dire la commande du couple de la machine et la gestion du patinage et de l'enrayage.

1.4 Mesure indirecte de la vitesse de la machine asynchrone

L'importance de la connaissance de la vitesse pour réaliser la commande en couple d'une machine asynchrone vient d'être mise en évidence. Dans cette thèse, nous cherchons toutefois à supprimer le capteur mécanique de vitesse. Il est alors nécessaire de mesurer indirectement la vitesse de la machine. Cette partie présente l'état de l'art des méthodes permettant de réaliser cette mesure indirecte de la vitesse à partir des autres mesures, c'est-à-dire les mesures de courants.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

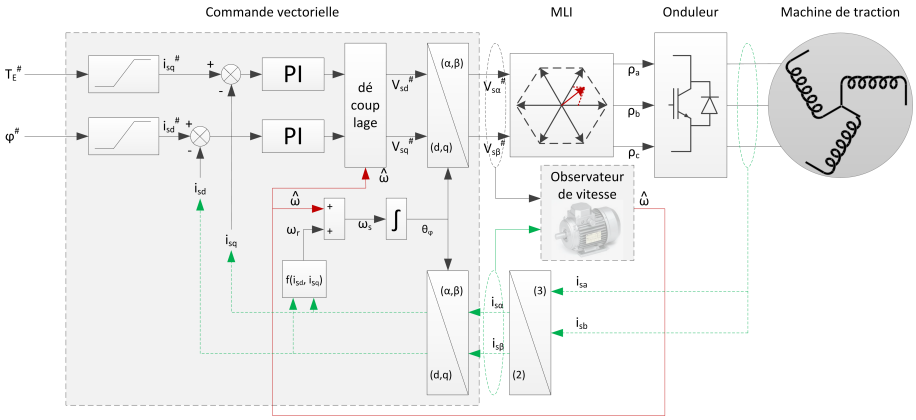


FIGURE 1.19 – Schéma d'un observateur de vitesse intégré dans une commande vectorielle de machine asynchrone.

1.4.1 Méthodes de l'automatique

Méthodes à partir d'observateurs

Les premiers travaux portant sur la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse apparaissent dès la fin des années 1980 [Oht89]. Ils portent alors essentiellement sur des méthodes d'automatique cherchant à reconstruire la vitesse à partir des mesures de courant et de tension. La vitesse peut être vue comme un paramètre lentement variable qu'il s'agit d'identifier, on parle alors d'identification de la vitesse, ou comme un état du système qu'il s'agit d'observer, on parle alors d'observation de la vitesse. La figure 1.19 présente l'implantation d'un observateur de vitesse dans une commande vectorielle. Selon le type d'observateur utilisé, il est également possible d'utiliser dans l'observateur les courants des phases du moteur ou les courants dans le repère (d,q). Il est également possible d'utiliser les consignes de tension dans le repère (d,q) ou directement les rapports cycliques.

Les méthodes d'identification de la vitesse proposent plusieurs approches, comme par exemple l'utilisation de modèles adaptatifs (Model Reference Adaptive Systems - MRAS) [Sch92], ou d'observateurs de flux adaptatifs [Kub93]. Ces observateurs adaptatifs viennent corriger la vitesse en fonction d'une grandeur physique qui est couramment une image du couple, le courant i_{sq} ou le produit $\varphi_{rd} i_{sq}$. Le principal avantage de ces observateurs adaptatifs est qu'ils sont très simples à réaliser et demandent très peu de temps de calcul, ce qui explique qu'ils aient largement été privilégiés dans les années 1990 et au début des années 2000. Toutefois, ces observateur adaptatifs présentent une zone instable en freinage récupératif. La taille de cette zone instable peut varier selon la grandeur physique utilisée [Orl10b]. Une solution permettant d'annuler entièrement cette zone instable est même proposée dans [Hin04b]. Comme le montre [Suw02], cette zone instable est due au fait que seule une partie de l'information disponible est utilisée, par exemple uniquement le courant i_{sq} et non le courant i_{sd}.

Les méthodes d'observation de la vitesse font appel à des observateurs de différents types qui utilisent l'ensemble des courants mesurés, (i_{sd}, i_{sq}), ou plus souvent $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ lorsque l'observateur est synthétisé dans le repère stationnaire, plus propice à l'observation car ne nécessitant pas de connaissance préalable de l'orientation du flux. L'observateur utilisé peut être un observateur de Kalman étendu [Kim94], [Aug13], un observateur de Luenberger étendu [Du95], ou encore un observateur par mode glissant [San90], [Yan02]. Des observateurs moins classiques sont proposés quelques années plus tard, comme les observateurs interconnectés [Bes98], qui cherchent à découper le système en deux observateurs qui échangent des informations uniquement à travers les termes de commande, ou les filtres de Kalman Parfumés (Uscented Kalman Filter - UKF) [Jaf12], qui permettent de prendre en compte le caractère non-linéaire des bruits de mesure et de modèle, augmentant ainsi la robustesse aux bruits. Des reconstructions de la vitesse à partir de réseaux de neurones [Orl97], [Bos07] ou de logique floue [Vas95] ont également été mises au point.

Très vite, des articles comparent les performances de ces différentes méthodes [Orl96], [Vas98].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Il résulte de ces études qu'aucun observateur n'offre de caractéristiques réellement meilleures que d'autres. Par exemple, l'observateur de Luenberger étendu est le seul qui permette de fixer précisément la dynamique d'observation du système. Il est toutefois très lourd à mettre en œuvre car il faut refaire un placement de pôles pour chaque point de fonctionnement, et il est peu robuste aux bruits de modèle et de mesure. Le filtre de Kalman étendu est conçu de manière à être robuste aux bruits de modèle et de mesure, mais il n'est pas possible d'imposer une dynamique au filtre. Le réglage du filtre permet uniquement d'augmenter ou diminuer la dynamique, sans pouvoir la quantifier. L'observateur par mode glissant permet quant à lui d'assurer la stabilité de l'observation, mais il ne garantit aucun critère de performances et introduit une oscillation sur les grandeurs observées.

Le compromis entre la simplicité de l'observateur, sa précision et sa stabilité est refait dans le cadre de chaque nouvelle application. Pour cette raison, il existe de nombreux autres travaux sur les observateurs de vitesse pour la machine asynchrone, présentant chacun une amélioration sur le temps de calculs, la précision, ou la convergence de l'observateur en question.

Identification des limites de ces méthodes

La bibliographie sur les méthodes d'observation de la vitesse montre que les résultats obtenus sont bons dès lors que la vitesse est suffisamment élevée. Lors d'une utilisation à très basse vitesse, l'observateur de vitesse diverge, ce qui le rend inutilisable pour une commande sans capteur de vitesse. La valeur limite de cette vitesse est considérée être de l'ordre de 2 Hz électriques [Hol06] pour l'ensemble de ces méthodes à partir d'observateurs. Cette valeur peut être réduite grâce à un réglage fin de l'observateur, mais elle ne pourra toutefois jamais être annulée. Plusieurs travaux tentent d'analyser les conditions de convergence pour différents types d'observateurs [Suw02], [Alo15], ou de proposer des réglages adaptés au fonctionnement à très basse vitesse [Hin04b], [Vic10].

En cherchant à expliquer le mauvais fonctionnement de ces méthodes à très basse vitesse, l'inobservabilité de la vitesse a été mise en évidence lors d'un fonctionnement à fréquence statorique nulle [Can00]. Cela signifie que, quel que soit l'observateur, la qualité de ses réglages et la précision avec laquelle les paramètres de la machine sont connus, les problèmes de stabilité à fréquence statorique nulle demeureront. À titre d'exemple, les figures 1.20 et 1.21, tirées de [Orl10a] et [Jaf11], présentent des relevés d'observation de la vitesse d'une machine asynchrone lors d'un fonctionnement à basse vitesse. Ces relevés permettent de constater que les performances d'observation de la vitesse sont variables selon le point de fonctionnement et que cette observation devient instable lors du passage à basse fréquence statorique.

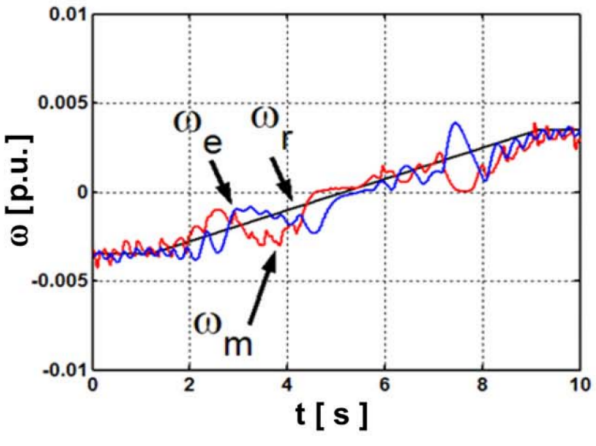


FIGURE 1.20 – Relevé de vitesse et d'observation de vitesse à l'aide d'un MRAS lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle [Orl10a].

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

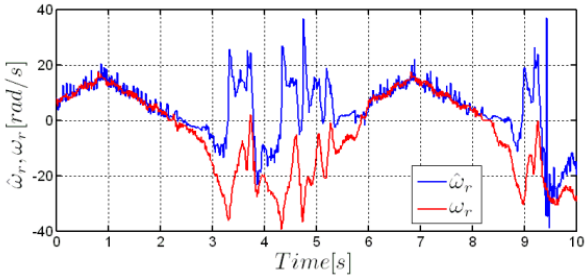


FIGURE 1.21 – Relevé de vitesse et d'observation de vitesse à l'aide d'un EKF lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle [Jaf11].

Méthodes pour étendre la plage de fonctionnement des méthodes à partir d'observateur

Des travaux proposent des méthodes pour contourner les problèmes d'inobservabilité identifiés. C'est le cas de [Dep99] et [Kub02] qui ont indépendamment proposé une méthode visant à adapter l'amplitude du flux de la machine pour éviter de fonctionner à fréquence statorique nulle tout en permettant de fonctionner sur l'ensemble du plan (vitesse, couple). La figure 1.22, tirée de [Dep99], présente les résultats d'observation de la vitesse à l'aide d'un observateur adaptatif utilisant cette méthode d'évitement du fonctionnement à fréquence statorique nulle. Il apparaît sur ce relevé que l'observation de la vitesse reste stable et précise sur l'ensemble du parcours réalisé à faible fréquence statorique.

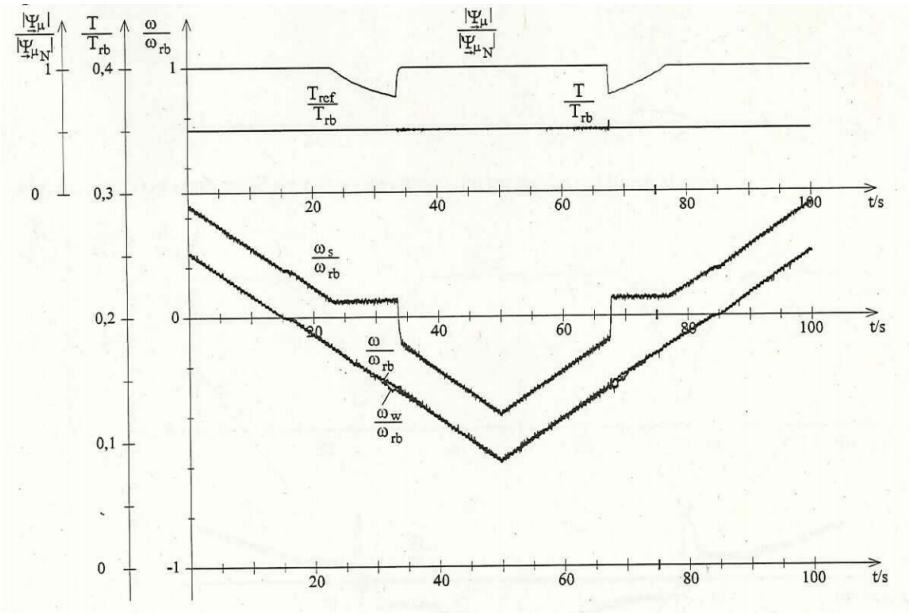
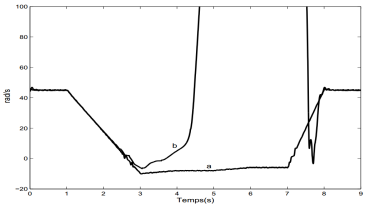


FIGURE 1.22 – Relevé de vitesse et d'observation de vitesse lors d'un fonctionnement proche de la fréquence statorique nulle en utilisant une méthode d'évitement du fonctionnement à fréquence statorique nulle [Dep99].

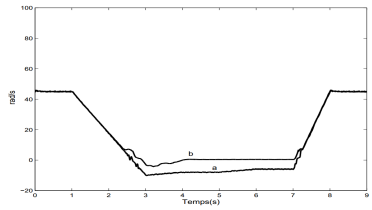
D'autres travaux proposent de moduler le gain de l'observateur selon un critère d'observabilité [Gha05]. Lorsque la vitesse est inobservable, le gain de l'observateur est annulé. La vitesse n'est alors plus observée, mais estimée, c'est-à-dire que la mesure n'est plus utilisée pour corriger la valeur observée. La stabilité de la vitesse observée est ainsi garantie, mais aucune performance de l'observateur ne peut alors être garantie, ni en terme de précision, ni en terme de dynamique. Le figure 1.23 présente les relevés de vitesse et d'observation de vitesse lorsqu'on utilise uniquement un observateur (a.) et lorsque la méthode passant d'observateur à estimateur est implémentée (b.). La vitesse observée est bien stabilisée, mais l'erreur d'observation reste importante lors du passage à fréquence statorique nulle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



a) Vitesse mesurée, b) Vitesse estimée (rad/s) en fonction du temps (s).

a.



a) Vitesse mesurée, b) Vitesse estimée (rad/s) en fonction du temps (s).

b.

FIGURE 1.23 – Relevé d'observation de la vitesse sur un même profil sans recours à un estimateur de vitesse (a.) et avec un passage d'observateur à estimateur (b.) [Gha05].

1.4.2 Méthodes du traitement du signal

Injection à basse fréquence

Un premier type d'injection, qui permet de conserver le modèle fondamental de la machine, est une injection basse-fréquence. Initialement proposée pour améliorer les observateurs de flux sans capteur de vitesse [Hin04a], cette méthode est appliquée également pour de la commande de machine [Lep03]. Dans le cadre d'une commande vectorielle, l'axe du flux de la machine, (d), n'est jamais strictement confondu avec l'axe du flux estimé dans la commande, (δ). La figure 1.24 présente le repère (d,q) de la machine et le repère (δ,γ) estimé pour la commande. C'est dans ce dernier repère que les commandes sont appliquées.

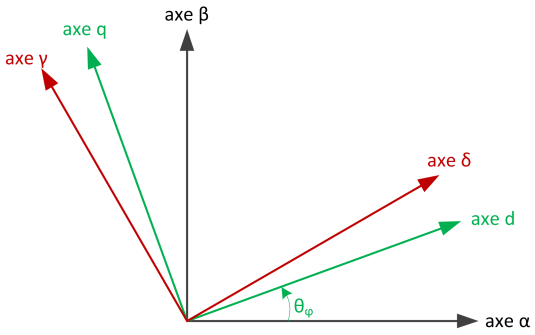


FIGURE 1.24 – Orientation du repère (d,q) de la machine et son estimation pour la commande, (δ,γ).

La méthode proposée consiste à injecter un courant sinusoïdal supplémentaire, I_{inj}, sur l'axe (δ). Ce signal injecté est de l'ordre de quelques dizaines de Hertz, par exemple 30 Hz. Si l'axe (δ) de la commande est parfaitement orienté, seul le flux est modifié. Si l'axe (δ) est légèrement décalé par rapport à l'axe du flux de la machine (d), la projection du signal injecté sur l'axe (q) est non nulle. Cette injection génère une ondulation de couple dont l'amplitude est liée à l'erreur d'angle du positionnement de l'axe (δ) de la commande par rapport à l'axe (d). Cette ondulation de couple induit à son tour une ondulation de vitesse que l'on sait mesurer à travers la mesure des courants. En traitant intelligemment ces mesures, un signal d'erreur de position du flux est obtenu.

Ce signal d'erreur est utilisé pour recaler l'axe (δ) de la commande sur l'axe réel du flux (d). Il peut également être utilisé comme une information supplémentaire pour l'observateur de vitesse. Lorsqu'il est utilisé pour recaler l'axe de la commande, on parle de PLL, par analogie avec les boucles à verrouillage de phase. La figure 1.25 explicite cette analogie.

Les avantages de cette méthode sont de conserver le modèle fondamental de la machine et, du fait de la basse fréquence de l'injection, d'engendrer peu de pertes supplémentaires au niveau de l'onduleur. Par contre, [Bas11] montre que, pour que la vitesse ondule suffisamment pour qu'elle soit mesurable, l'inertie ramenée à l'arbre moteur doit être faible. Ces travaux montrent également que la bande passante d'une telle observation de vitesse est restreinte, de l'ordre du Hertz. Ces méthodes à base d'injection basse fréquence ne sont donc utilisables que si l'on peut

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

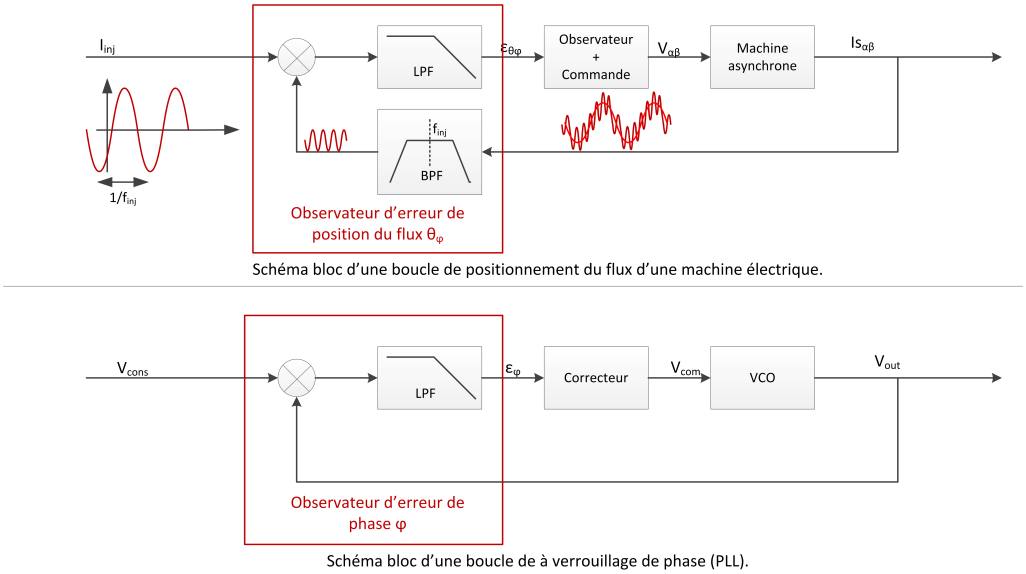


FIGURE 1.25 – Comparaison entre le schéma bloc classique d'une PLL et l'utilisation de l'injection sur une machine asynchrone.

se satisfaire d'une dynamique lente d'observation et de commande, si l'inertie ramenée au moteur est faible, et si l'application rend possible de faire onduler la vitesse.

Utilisation de la saillance naturelle de la machine

La saillance d'une machine est un terme qui recouvre l'ensemble des propriétés d'inhomogénéité et d'anisotropie qui rendent certains paramètres dépendants des conditions d'utilisation (vitesse, amplitude du flux, fréquence du flux, effet d'hystérésis, etc.). Ces phénomènes font donc appel à une connaissance de la machine plus fine que le modèle fondamental, ce qui demande de revenir sur les hypothèses (H.1) à (H.7) utilisées précédemment. Parmi les saillances existant naturellement dans la machine, celles issues de la répartition non-sinusoïdale des conducteurs (contrairement à H.6) sont couramment exploitées. Il s'agit des harmoniques d'encoches rotoriques (harmoniques induites sur les courants par les encoches du rotor, ou les barres pour un rotor en cage d'écureuil), et des harmoniques de bobinage.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur l'utilisation de ces harmoniques d'encoches, notamment au laboratoire Ampère [Mor05]. Ces harmoniques se retrouvent sur le courant à une fréquence très élevée avec une très faible amplitude et offrent l'avantage d'être directement liées à la vitesse de la machine. La figure 1.26, issue de ces travaux, présente un relevé de l'amplitude des harmoniques d'encoche par rapport aux autres harmoniques présentes. Le rapport entre le fondamental du courant et l'harmonique d'encoche est de l'ordre de -50dB. Toute la difficulté est alors d'extraire avec précision ce signal de faible amplitude. De plus, l'amplitude de ces harmoniques peut être fortement réduite selon la géométrie de la machine et le nombre d'encoches ou de barres au rotor [Nan03]. Cette méthode est donc utilisable pour une application de faible précision. Il faut également avoir à l'esprit que les concepteurs de machines travaillent à réduire autant que possible ces harmoniques. Il faut donc que le contexte industriel permette de choisir le type de machine utilisé.

La saillance de bobinage, pourrait être utilisée mais l'harmonique créée est d'amplitude trop faible [Vas98], ce qui la rend inutilisable, et ce d'autant plus qu'il s'agit d'une application de précision.

Mesure de la saillance naturelle de la machine par la méthode INFORM

Nous avons évoqué la variation de l'inductance magnétisante avec l'amplitude du flux (H.4). La valeur de l'inductance magnétisante n'est donc pas constante au sein de la machine. Sa valeur va en effet chuter dans la direction principale du flux de la machine. Il s'agit alors de mesurer

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

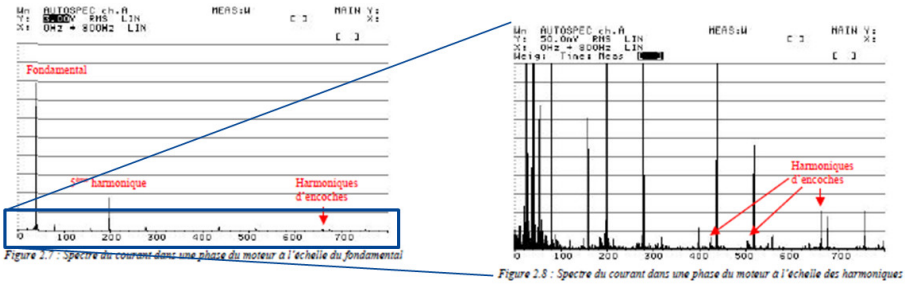


FIGURE 1.26 – Relevé de l'amplitude des harmoniques d'encoches sur une machine asynchrone [Mor05].

indirectement cette inductance magnétisante afin de remonter à la position du flux. La méthode INFORM (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement) [Sch96] permet de réaliser cette mesure.

La mesure de la dérivée de courant lors de l'injection d'un vecteur de tension, appelé vecteur-test, permet de remonter à la valeur de l'inductance de fuites dans la direction du vecteur-test. La mesure de la dérivée de courant se fait en calculant la pente entre deux mesures de courant. En appliquant ces vecteurs-tests dans plusieurs directions (les six vecteurs tension offerts par l'onduleur rapportés en figure 1.17), il est alors possible de cartographier l'inductance de fuite. Il est alors possible de remonter à la valeur de l'inductance magnétisante, puis d'accéder à la position du flux de la machine. En obtenant la position du flux de la machine, il devient possible d'orienter précisément le repère pour la commande, ou d'utiliser cette information supplémentaire dans un observateur de vitesse.

La méthode proposée initialement [Sch96] nécessite d'injecter de petits créneaux de tension, ce qui augmente la consommation et induit une oscillation sur le couple réalisé. Pour ces raisons, plusieurs évolutions de cette méthode proposent d'exploiter le contenu des MLI afin d'éviter cette injection supplémentaire. Il s'agit alors d'exploiter les motifs de MLI dans lesquels on retrouve chacun des six vecteurs tension [Wol02]. Lorsque le temps d'application du vecteur tension n'est pas suffisant pour permettre la mesure, le motif de la MLI est déformé pour augmenter ce temps d'application et permettre ainsi de réaliser la mesure. Pour réduire les modifications de la MLI, il est possible de mesurer directement la dérivée du courant dans l'onduleur à l'aide d'une bobine de Rogowski [Hol05]. Le temps de mesure est alors réduit de 50 μs à 10 μs, ce qui diminue nettement les modifications apportées aux motifs de MLI. Des modifications plus profondes des motifs de MLI, conçus afin de pouvoir mettre en œuvre la méthode INFORM tout en maîtrisant les harmoniques sont également proposées [Gao07b], [Vog10]. La figure 1.27, issues de [Gao07a], présente un exemple de motif de MLI selon la méthode utilisée.

Il apparaît que dès lors que l'on souhaite limiter l'impact sur les harmoniques de courant générées, la mesure directe de la dérivée du courant est nécessaire [Nus11]. Par ailleurs, pour obtenir une mesure précise de l'inductance de fuites, il est nécessaire de prendre en compte la variation de celle-ci avec la charge et avec l'amplitude du flux [Wol00], [Sta06]. Le paramétrage avec cette méthode reste donc lourd, et l'amplitude des harmoniques générées par la méthode INFORM est largement augmentée dès lors que le capteur de dérivée de courant n'est pas ajouté.

Méthodes à partir d'injection haute-fréquence - Amplification d'une saillance naturelle de la machine

Dans la mesure où la saillance naturelle de la machine est insuffisante pour nombre d'applications, plusieurs travaux proposent d'amplifier cette saillance en injectant un signal supplémentaire afin d'augmenter la sensibilité de ces méthodes de reconstruction de la vitesse. La saillance la plus couramment exploitée est la variation de la résistance rotorique et de l'inductance de fuites avec la fréquence du flux [Ha99], [Con04]. [Lat06] présente de manière détaillée les variations de ces paramètres. Les figures représentant ces variations pour une machine donnée et selon le type d'encoche sont reproduites en figure 1.28.

Ces méthodes à partir d'injection proposent pour une part d'injecter un signal rotatif, appelé

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

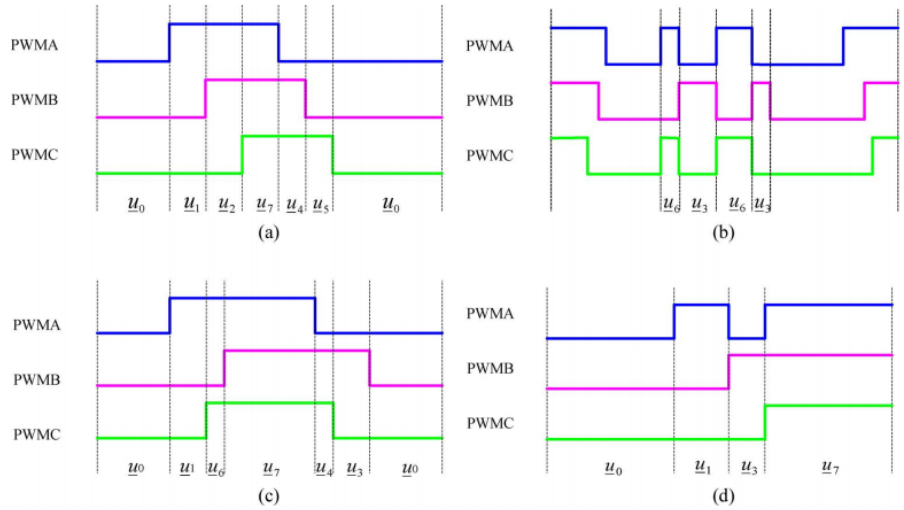
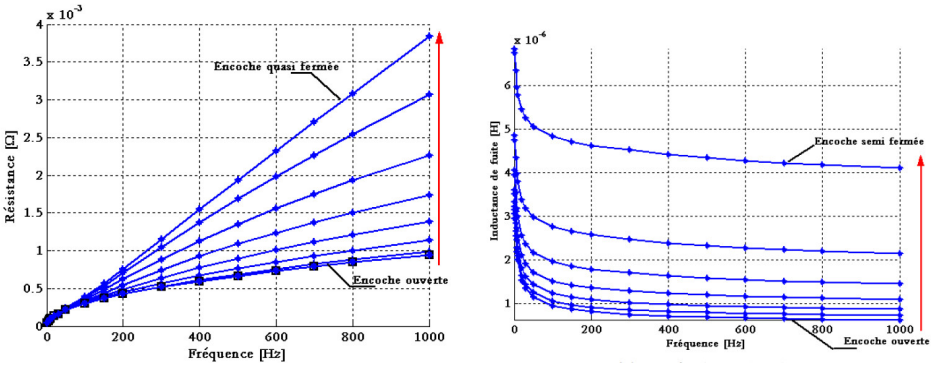


FIGURE 1.27 – (a) Motif de MLI initial. (b) Motif de MLI avec la méthode INFORM originale. (c) Motif de MLI avec des modifications pour avoir le temps de réaliser les mesures selon les 6 vecteurs de tension. (d) Motif de MLI conçu afin de réaliser les mesures selon les 6 vecteurs de tension. [Gao07a].



a. b.

FIGURE 1.28 – Exemple de variation de la résistance rotorique (a.) et de l'inductance de fuites (b.) avec la fréquence du flux [Lat06].

injection *rotating*, afin de localiser la direction du flux de la machine. L'injection est réalisée dans le repère fixe (α,β). Il s'agit alors en quelque sorte d'une évolution de la méthode INFORM permettant d'obtenir une mesure continue et non plus uniquement selon six directions. Pour une autre part, il s'agit d'injecter un signal dans l'axe du flux afin de faire varier les paramètres électriques (résistance rotorique ou inductance de fuites) dans cette direction.

Comme il faut obtenir un flux à haute fréquence pour constater la variation de ces grandeurs électriques, l'ensemble de ces méthodes nécessite une injection en courant ou en tension à haute-fréquence. Ces injections sont souvent de quelques centaines de Hertz, par exemple 400 Hz. La limite entre haute fréquence et basse fréquence d'injection n'est pas clairement définie, mais il est possible de la situer à la fréquence nominale de la machine dans la mesure où une injection haute-fréquence a pour but de faire varier les paramètres du moteur au delà de la plage de variation considérée par le modèle fondamental de la machine [Ha00a].

Dans la très grande majorité des cas, l'injection de tension est choisie dans la mesure où le convertisseur est un onduleur de tension et où le flux est l'image de la tension. Ces méthodes, inspirées de la littérature sur les machines synchrones à aimants, donnent accès à la position du flux rotorique [Ha99] ou à un signal d'erreur de position du flux qui permet, grâce à une PLL, de conserver une bonne orientation du flux de la machine. Dans les deux cas, cette injection et le traitement qui en est fait permettent de faire fonctionner la commande de machine, y compris à pulsation statorique nulle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les caractéristiques du signal qui est injecté, sa forme, son amplitude et sa fréquence, influent à la fois sur la facilité avec laquelle la position du flux est extraite des mesures de courant et sur la perturbation de couple engendrée par l'injection. L'amplitude est la plupart du temps de l'ordre de 20% à 40% du courant nominal, la fréquence de quelques centaines de Hertz et la forme sinusoïdale. Récemment, il a été montré qu'une injection de forme carrée permet de réduire la perturbation sur le couple [Yoo11] et d'augmenter la bande passante de la régulation [Yoo14].

Le principal désavantage de ces méthodes à partir d'injection appliquées à la machine asynchrone tient dans la difficulté de déterminer précisément la saillance sur laquelle la méthode est basée parmi les nombreuses saillances que compte la machine. Il s'agit en effet d'identifier une saillance donnée parmi celles liées à la résistance rotorique, à l'inductance de fuites et aux effets d'encoches au stator et au rotor. On parle pour cela de saillances multiples [Zat08] desquelles il s'agit d'extraire l'information utile [Car06]. À ces saillances propres à la machine, il faut également ajouter des effets externes à la machine, comme les non-linéarités de l'onduleur, qui réduisent la précision de ces méthodes utilisant des injections de signaux [Gue05].

Finalement, pour obtenir une précision importante en utilisant une méthode à partir d'injection, il faut rendre plusieurs paramètres variables selon les points de fonctionnement pour prendre en compte les nombreuses saillances autres que celle qui est l'objet de la méthode utilisée [Car06], [Zat09]. La précision de ces méthodes reste également fortement dépendante du type d'encoche et de la géométrie de la machine [Bri04]. C'est l'une des raisons pour lesquelles il n'existe pas actuellement de solution générique pour la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse adaptable à tout type de machine [Kim11]. C'est également le principal inconvénient de ce type de méthodes pour une application industrielle dans laquelle il est régulièrement impossible de choisir la machine utilisée.

Modification de géométrie de la machine

Pour obtenir une information sur la vitesse à partir des mesures de courants, il est également possible de concevoir la machine afin de maximiser la saillance de la machine. La géométrie de la machine est alors modifiée. Les principales modifications portent sur la forme du rotor et la forme et le nombre des encoches au stator ou au rotor afin d'obtenir une saillance importante.

Lorsque la forme du rotor est modifiée, il s'agit de donner au rotor une forme elliptique afin d'amplifier l'amplitude des harmoniques d'encoches [Nan03]. L'amplitude de ces harmoniques est alors variable, selon la position du rotor.

Lorsque la forme des encoches est modifiée, il s'agit d'obtenir une saillance importante, si possible pour ne pas avoir à injecter de signal supplémentaire. L'injection reste toutefois souvent nécessaire [Deg00] et, dans ce cas, le choix de la géométrie de la machine permet d'aider à la dissociation des différentes harmoniques. Ces méthodes sont appelées *self-sensing* car la machine est alors conçue et utilisée comme un capteur de vitesse [Bro11].

Cette modification de la géométrie de la machine améliore les méthodes fondées sur la saillance de la machine, mais ceci n'est toutefois applicable que lorsqu'il est possible d'avoir le choix de la machine utilisée, et de lier entièrement la commande de la machine à la machine elle-même.

1.4.3 Bilan sur les méthodes proposées

Le tableau 1.1 présente un récapitulatif des méthodes de mesure indirecte de la vitesse de la machine asynchrone. Il apparaît qu'aucune méthode ne permet de couvrir simplement l'ensemble des cas d'utilisation. C'est la raison pour laquelle, dans quasiment toutes les applications industrielles, un observateur ou un estimateur de vitesse est utilisé, couplé à une autre méthode permettant la mesure indirecte de la vitesse lors d'une utilisation à basse vitesse.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLEAU 1.1 – Récapitulatif des différentes méthodes de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse.

	Modèle fondamental			Modèle plus fin			
	Basique	Avec évitement des points inobservables	Avec réaction mécanique	Utilisation des harmoniques d'encoche	Saturation de l'entrefer	Saturation de l'inductance de fuites	Modification du rotor de la machine
Pas d'injection de signal supplémentaire	Observateurs utilisant le modèle fondamental	Observateur et passage à un estimateur lors d'une faible observabilité [Gha05]		Utilisation de la saillance naturelle [Mor05], [Nan03]	Utilisation des harmoniques de bobinage [Vas98]		Conception d'un rotor elliptique [Nan03]
Utilisation des commutations présentes dans la MLI						Méthode INFORM et ses évolutions [Sch96]	
Injection d'un signal haute fréquence				Amplification des harmoniques d'encoche [Deg00]	Amplification de la saturation de l'entrefer [Con04]	Amplification des saillances de l'inductance de fuite [Ha99], [Car06]	Conception des encoches pour faciliter les méthodes d'injection [Bro11]
Injection d'un signal basse fréquence			Oscillation de la vitesse par injection sur le flux [Lep03], [Hin04a]				
Modification de l'amplitude du flux		Évitement de la pulsation nulle [Dep99], [Kub02]					

1.4.4 Problèmes récurrents

Indépendamment de la méthode utilisée pour mesurer indirectement la vitesse de la machine asynchrone, plusieurs problèmes récurrents, liés à certains points de fonctionnement ou à l'application ferroviaire peuvent être identifiés dans la littérature. Ces problèmes ainsi que les solutions proposées qui leur sont associées sont présentés ici.

Fonctionnement à basse vitesse

Au delà des problèmes d'observation de la vitesse à pulsation statorique nulle, le fonctionnement à basse vitesse induit d'autres problématiques pour la commande et l'observation de la vitesse. À basse vitesse, la tension appliquée à la machine est toujours très faible. Or, il n'est pas possible d'appliquer directement la tension aux bornes de la machine mais seulement de commander un onduleur. Il existe alors une différence entre la tension appliquée au niveau de l'onduleur et ce qui est appliqué au niveau de la machine. Cette différence provient des chutes de tension dans l'onduleur, dans le câblage de l'onduleur à la machine et dans la résistance statorique de la machine. Le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone (en figure 1.29) présente l'ensemble des chutes de tension. La très faible valeur des tensions appliquées à basse vitesse fait que ces chutes de tension (de l'ordre de quelques volts à quelques dizaines de volts pour l'ensemble) deviennent notables par rapport à la tension appliquée. Pour les mêmes raisons, une erreur de mesure au niveau du capteur de tension, et tout particulièrement un offset de mesure, engendrera une erreur importante à très basse vitesse alors que cela n'aura plus beaucoup d'importance lorsqu'on fonctionnera à vitesse plus élevée.

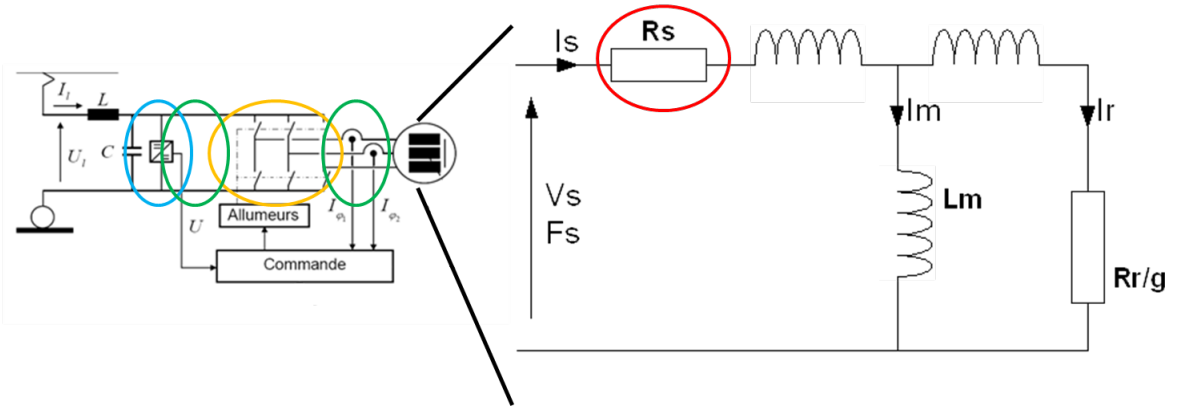


FIGURE 1.29 – Modèle électrique de la machine asynchrone dans son environnement à bord du train.

À basse vitesse, la précision de l'observation est ainsi limitée par la connaissance que l'on peut avoir des chutes de tensions. Pour réduire l'erreur sur la vitesse dû à ces chutes de tension, la littérature propose de nombreuses solutions, à savoir la modélisation de l'onduleur pour prendre en compte les pertes par commutation dans le modèle, [Hol06], [Spi10] ou l'observation de la résistance statorique au cours du temps [Vic08], [Zak09]. La résistance observée sera alors une résistance équivalente due à l'ensemble de ces chutes de tension.

Sensibilité aux variations de paramètres

Nous venons de montrer dans la partie précédente qu'à basse vitesse, la connaissance des chutes de tension dans le câblage, l'onduleur et la résistance statorique est une donnée importante pour réaliser une observation précise de la vitesse. Lorsque la vitesse devient plus importante, l'observation de la vitesse devient beaucoup moins sensible à cette résistance statorique. Toutefois, une sensibilité à d'autres paramètres demeure. Il est alors important de connaître précisément les paramètres électriques et mécaniques de la machine. Or, ces paramètres vont évoluer en cours d'utilisation, principalement en fonction de la température, de l'amplitude et

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de la fréquence du flux pour les paramètres électriques. Dans le cadre d'une application à la traction ferroviaire, les paramètres mécaniques vont évoluer selon la masse du train, le profil de la voie et les conditions d'adhérence.

Parmi les paramètres électriques, une étude a montré que seuls quatre paramètres peuvent être observés. Il s'agit de $\frac{L_r}{R_r}$, R_s, L_s, σ, et tout paramètre en bijection avec eux [Ala02]. Les possibilités d'observation de ces paramètres sont donc limitées. Pour chercher à n'observer que les paramètres nécessaires, plusieurs travaux étudient la sensibilité de l'observation de la vitesse à ces paramètres pour un observateur donné comme l'observateur de Kalman étendu [Atk91] ou le filtre adaptatif [Che15].

Un grand nombre d'articles propose d'ajouter à l'observation de la vitesse celle de la résistance statorique [Ha00b], [Vic10], ou celle de la résistance rotorique, [Kub94], [Du95]. Pour améliorer la précision de l'observation tout en limitant la complexité de l'observateur, certains articles proposent également de ne réaliser l'identification des paramètres que périodiquement [Bar08]. Des travaux, moins nombreux, portent également sur l'observation simultanée de l'inductance magnétisante et de la vitesse afin de prendre en compte la variation de cette inductance au cours du fonctionnement. C'est par exemple la cas de [Zak09] ou [Ard11].

Il est également possible d'améliorer la modélisation mécanique du système avec des estimateurs de couple de charge ou d'inertie [Lee04], [Fle05].

Dynamique en cas de patinage

Une problématique propre à la traction ferroviaire est le fonctionnement lors d'un patinage ou d'un enrayage. Lorsque l'adhérence est faible, notamment s'il y a présence d'eau, d'huile, ou de feuilles mortes sur le rail, l'effort transmis entre la roue et le rail peut diminuer brutalement. L'inertie rapportée à la machine passe alors subitement de l'inertie du train à l'inertie de la roue, soit une réduction jusqu'à un facteur 30 de l'inertie. La dynamique lors du départ de la roue en patinage ou en enrayage est alors très importante (de l'ordre de 20 Hz.s^{-1}). Il est alors crucial que l'observateur de vitesse soit compatible avec une telle dynamique. Plusieurs articles présentent toutefois les observateurs de vitesse comme des moyens d'améliorer les anti-patinages existants [Kad07], [Kon12]. L'observateur de vitesse utilisant en entrée les mesures des courants et de la tension, sa dynamique peut être liée à la constante de temps électrique de la machine, contrairement au capteur de vitesse qui est lié à la constante de temps mécanique de la machine. Il serait ainsi plus précis et détecterait un départ en patinage plus vite que les capteurs de vitesse inductifs actuels.

Redémarrage de l'onduleur

Dans le cadre d'une application en traction ferroviaire, il est également important de pouvoir couper et redémarrer l'onduleur. Lors d'une marche sur l'erre, c'est-à-dire lorsque la traction électrique est coupée et que le train avance uniquement grâce à son énergie cinétique et éventuellement son énergie potentielle, il est en effet courant d'inhiber l'ensemble des IGBT de l'onduleur afin d'annuler le flux de la machine asynchrone et de réduire ainsi la consommation électrique. Il doit ensuite être possible de reprendre la traction sans créer d'à-coup de couple.

L'avantage de la machine asynchrone est que tant que la machine est faiblement fluxée, le couple électrique généré restera faible alors que des informations pourront être mesurées pour l'observation de la vitesse. Il s'agit alors de ralentir la montée du flux dans la machine pour laisser suffisamment de temps à l'observateur de vitesse pour converger. C'est ce qui est proposé dans [Fre99].

D'autres travaux portant spécifiquement sur la commande sans capteur dans la traction ferroviaire traitent également du sujet. [Kon05] propose un réglage des gains de l'observateur propres au redémarrage de l'onduleur, alors que [Ard11] montre l'impact de la valeur d'initialisation de l'observateur sur la vitesse de convergence de l'observateur.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Impact de la signalisation ferroviaire

La dernière particularité de l'application à la traction ferroviaire est due à la cohabitation sur les mêmes rails du matériel roulant et de signaux de voies importants pour la signalisation ferroviaire. Certains signaux, notamment ceux permettant de détecter la présence d'un train sur une portion de voie (appelée canton), transitent en effet sur les rails. Il est alors crucial que les harmoniques générées par la traction électrique ne perturbent pas ces signaux. La fréquence de ces signaux de voie étant connue, des gabarits viennent normer les harmoniques qui peuvent être générées par la traction électrique. Les harmoniques générées doivent ainsi être maîtrisées aussi bien en fréquence qu'en amplitude.

1.5 Cadre choisi pour cette thèse

Dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser une commande de type commande vectorielle. Parmi les commandes de machines asynchrones existantes, c'est la commande qui présente à la fois la meilleure précision sur le couple et la maîtrise des harmoniques générées la plus simple à mettre en œuvre.

Cherchant à proposer une solution qui puisse être appliquée à n'importe quelle machine asynchrone, en limitant le plus possible les phases de réglages de la commande sans capteur de vitesse, nous cherchons autant que possible à conserver le modèle fondamental de la machine. Par ailleurs, afin de pouvoir maîtriser au mieux les harmoniques générées par la commande, nous éviterons les injections à haute fréquence qui risqueraient d'interférer avec les signaux de voie.

Nous limitons donc dès à présent notre étude à une commande vectorielle tout en conservant le modèle fondamental de la machine pour obtenir la mesure indirecte de la vitesse de la machine asynchrone. Ce sont donc les méthodes à partir d'observateurs de vitesse qui seront privilégiées. La plupart de ces méthodes étant inefficientes à fréquence statorique nulle, il s'agira de trouver un moyen de fonctionner sur ces points. Les méthodes à partir d'injection basse fréquence produisant une oscillation de la vitesse sont limitées aux applications à faible inertie et faible bande passante de la commande. Ces méthodes ne sont donc pas utilisables dans notre application où l'inertie est élevée et où la bande passante doit être élevée, lors d'un départ en patinage notamment.

L'ensemble des contraintes que devra satisfaire la solution que nous allons développer dans ce mémoire peuvent être retrouvées dans la liste suivante.

1. La commande de traction doit être réalisée sans capteur mécanique de vitesse.
2. Les mesures utilisées sont les mesures de courants du stator et la mesure de la tension de bus de l'onduleur.
3. La commande doit être stable en régime continu, quelle que soit la consigne de couple, le sens de marche, et à toute vitesse, y compris à vitesse nulle et fréquence nulle et pendant un fonctionnement pendant une longue durée.
4. La commande doit être robuste aux erreurs de paramètres mécaniques et électriques.
5. Les performances (précision, dynamique) de la commande sans capteur doivent être comparables à celles d'une commande avec capteur.
6. La commande doit pouvoir être adaptée simplement à tout type de machine et d'application.

La commande de machine asynchrone que nous allons développer doit satisfaire à l'ensemble de ces contraintes. Ayant choisi d'utiliser une méthode utilisant un observateur de vitesse pour ne pas avoir à réaliser d'injection à haute fréquence, la contrainte la plus forte est l'obligation de pouvoir fonctionner sur une longue durée en tout point de fonctionnement, y compris à fréquence statorique nulle. Sur ce point de fonctionnement, la vitesse est en effet inobservable.

Afin de définir une solution permettant de tenir l'ensemble de ces contraintes, nous cherchons à réaliser une étude approfondie de l'observabilité de la vitesse, et pour cela, nous commençons par étudier précisément, dans le chapitre suivant, la notion d'observabilité.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 2

Étude d'observabilité

Sommaire

2.1 Introduction 35
2.2 De l'observateur à l'observabilité 36
2.2.1 Principe d'un observateur 36
2.2.2 Structure d'un observateur 37
2.2.3 Notions d'observabilité 37
2.3 Étude de l'observabilité d'un système linéaire 37
2.3.1 Utilisation du grammien d'observabilité 38
2.3.2 Utilisation de la matrice d'observabilité 39
2.3.3 Impact de l'inobservabilité 39
2.3.4 Exemple : étude de l'observabilité d'un système linéaire 40
2.4 Étude de l'observabilité d'un système non-linéaire 41
2.4.1 Notion d'observabilité d'un système non-linéaire 41
2.4.2 Utilisation de la matrice d'observabilité 42
2.4.3 Utilisation du grammien empirique d'observabilité 43
2.4.4 Impact de l'inobservabilité 43
2.4.5 Exemple : étude de l'observabilité d'un système non-linéaire 43
2.5 Degré d'observabilité et mesure continue de l'observabilité d'un système 44
2.5.1 Définition pour un système linéaire 45
2.5.2 Exemple académique pour un système linéaire 45
2.5.3 Définition pour un système non-linéaire 47
2.5.4 Exemple académique pour un système non-linéaire 48
2.6 Conclusion 51

2.1 Introduction

L'étude bibliographique menée au chapitre 1 nous a permis de choisir d'utiliser les méthodes issues de l'automatique pour obtenir une commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse qui soit adaptée aux contraintes d'une application ferroviaire. Cette étude bibliographique a aussi montré que ces méthodes restent limitées dans leur application du fait de l'inobservabilité de la vitesse au passage à fréquence statorique nulle. Ces méthodes ne peuvent actuellement pas être utilisées sur n'importe quel point de fonctionnement, notamment à basse fréquence statorique.

Nous nous intéressons ici à l'impact de cette inobservabilité sur les performances d'observation d'un système lorsqu'on se situe à proximité de points de fonctionnement inobservables. Cela permettra de déterminer s'il est possible ou bien d'améliorer les performances d'observation à travers le réglage fin d'un observateur, ou bien de modifier les conditions de fonctionnement pour retrouver l'observabilité. Pour cela, une étude approfondie de l'observabilité d'un système

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

va être menée dans ce chapitre, en cherchant à obtenir à la fois un indicateur qualitatif et un indicateur quantitatif de l'observabilité d'un système.

L'étude théorique de l'observabilité d'un système permet de prédire si l'information mesurée est suffisante pour en réaliser l'observation. C'est un problème bien connu pour les systèmes linéaires comme pour les systèmes non-linéaires. Dans ce chapitre, les différentes méthodes d'étude de l'observabilité seront rappelées et nous les illustrerons par des exemples académiques. Nous insisterons particulièrement sur un point qui est régulièrement éludé par ceux qui s'intéressent à la commande de machine électrique sans capteur mécanique, à savoir le lien entre les conditions d'observabilité du système étudié et les performances d'un observateur de ce système.

Les travaux qui se sont penchés sur la quantification de l'observabilité sont beaucoup moins nombreux. Nous allons montrer qu'il est possible de quantifier le degré d'observabilité d'un système, et cela de manière continue. Si plusieurs définitions de mesures d'observabilité existent pour les systèmes linéaires, à notre connaissance, aucune étude de la représentativité de ces mesures d'observabilité sur les performances d'observation n'a été menée. Pour les systèmes non-linéaires, plusieurs définitions sont proposées pour étendre les mesures d'observabilité existantes du linéaire vers le non-linéaire, mais il n'existe pas d'étude générale sur la définition d'une mesure d'observabilité pour un système non-linéaire quelconque. Nous nous proposons de mener ces deux études dans ce chapitre, portant pour l'une sur la représentativité des performances d'observation des différentes mesures d'observabilité, et pour l'autre sur la définition d'une mesure continue d'observabilité pour les systèmes non-linéaires. Nous montrerons sur des exemples que la mesure d'observabilité que nous choisissons est la plus représentative des performances d'observation.

2.2 De l'observateur à l'observabilité

2.2.1 Principe d'un observateur

Du fait de limitations physiques d'implantation ou pour réduire les coûts, il est souvent impossible de mesurer l'ensemble des états d'un système auxquels on cherche à avoir accès. Il s'agit alors de reconstruire les états non mesurés à partir des mesures, et de la connaissance des entrées et du modèle du système. Le rôle d'un observateur est de réaliser cette reconstruction d'état. Les états seront d'autant plus précisément observés que le modèle et les mesures seront connus précisément, et que la commande sera précisément appliquée. La figure 2.1 présente la place d'un tel observateur dans la structure d'un système commandé avec $x^{\#}$ la consigne, u la commande du système, y les mesures disponibles et $\hat{x}$ les états observés du système. La figure 2.2 présente la place d'un estimateur qui, à la différence de l'observateur, n'utilise comme information que celle disponible dans la commande et non les mesures directes du système. Le vecteur d'état observé étant utilisé dans la commande, normalement, la dynamique d'observation doit être plus rapide que la dynamique de la commande. Il est alors important que la dynamique d'observation puisse être ajustée en fonction de la dynamique de la commande.

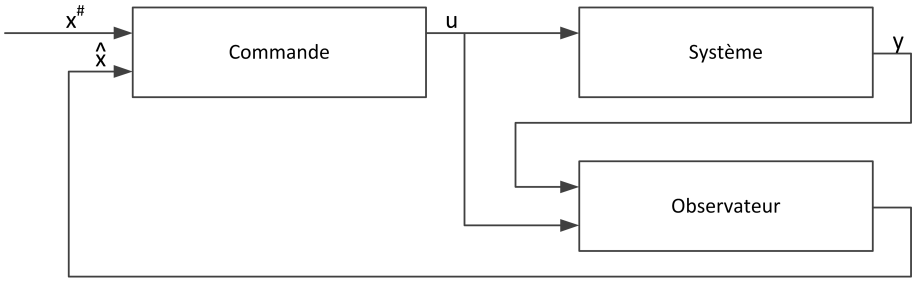


FIGURE 2.1 – Représentation schématique de la place d'un observateur dans une commande.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

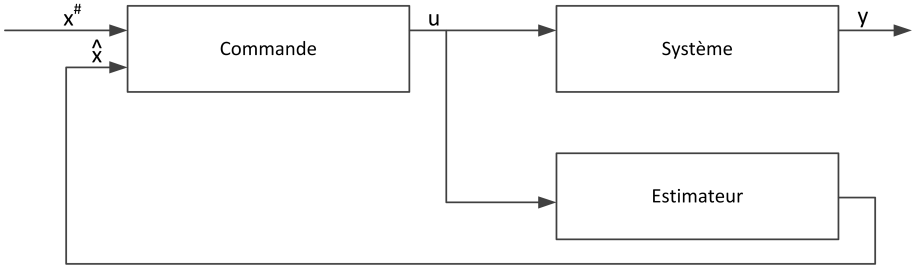


FIGURE 2.2 – Représentation schématique de la place d'un estimateur dans une commande.

2.2.2 Structure d'un observateur

Le système non-linéaire que l'on souhaite observer est présenté en (2.1), où $x \in \mathbb{R}^n$ est l'état du système, $u \in \mathbb{R}^p$ est l'entrée du système et $y \in \mathbb{R}^q$ le vecteur de sortie [1]. f est une fonction continue de $(\mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^p)$ à valeurs dans $\mathbb{R}^n$ qui décrit l'évolution du système et h une fonction continue de $\mathbb{R}^n$ à valeurs dans $\mathbb{R}^p$ qui décrit la mesure.

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x,u) \\ y = h(x) \end{cases} \tag{2.1}$$

La structure classique d'un observateur est donnée en équation (2.2) où l'état observé est noté $\hat{x}$ et la fonction κ, de $(\mathbb{R}^p \times \mathbb{R}^p)$ à valeurs dans $\mathbb{R}^n$, représente le gain de l'observateur. Elle permet de faire le lien entre la mesure et l'évolution de l'état observé. La manière dont est calculé ce gain dépend du type d'observateur utilisé.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x},u) + \kappa(h(\hat{x}),\hat{y}) \\ \hat{y} = h(\hat{x}) \\ y = h(x) \end{cases} \tag{2.2}$$

2.2.3 Notions d'observabilité

L'observabilité d'un système recouvre deux notions portant sur la possibilité de définir la fonction d'observation κ afin de garantir des performances d'observation, notamment la dynamique, la stabilité et la précision. Elle indique si l'information mesurée est suffisante pour reconstruire l'ensemble du vecteur d'état. Dans le cas d'un système linéaire, elle indique s'il est possible de choisir arbitrairement la dynamique avec laquelle le vecteur d'état est reconstruit [Lue71].

Lorsqu'un système est inobservable, la quantité d'information n'est plus suffisante. Il n'est alors plus possible de fixer la dynamique d'observation du vecteur d'état. Nous verrons que l'impact sur l'observation dépendra de si le système est détectable ou non.

Cette notion d'observabilité, l'impact de l'inobservabilité d'un système, et un exemple illustrant cet impact vont être étudiés pour les systèmes linéaires dans un premier temps, puis pour les systèmes non-linéaires.

2.3 Étude de l'observabilité d'un système linéaire

Considérons le système linéaire Σ_L présenté en équation (2.3), où $x \in \mathbb{R}^n$ est l'état du système, $u \in \mathbb{R}^p$ est l'entrée du système et $y \in \mathbb{R}^q$ le vecteur de sortie. La matrice A est appelée matrice d'évolution et est de dimension nxn, la matrice B est la matrice de commande de dimension pxn et la matrice C est la matrice de mesure de dimension nxq.

$$\Sigma_L : \begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \tag{2.3}$$

1. Par souci de simplification des notations, $x(t)$, $u(t)$ et $y(t)$ seront notés x, u et y sans mentionner explicitement leurs dépendances temporelles, sauf lorsque cela est utile à la compréhension.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La résolution de cette équation différentielle permet de décrire l'évolution temporelle de l'état, $x(t)$, depuis un temps initial t_0, comme présenté en équation (2.4).

$$x(t) = e^{A(t-t_0)}x(t_0) + \int_{t_0}^{t} e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{2.4}$$

L'étude de l'observabilité s'intéresse alors à savoir s'il est possible de reconstruire l'état initial $x(t_0)$ à partir de la mesure à l'instant t, $y(t)$, donnée en équation (2.5).

$$y(t) = Ce^{A(t-t_0)}x(t_0) + C\int_{t_0}^{t} e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{2.5}$$

L'équation (2.5) montre que le terme de commande, $u(t)$, est indépendant de l'état, $x(t_0)$. La commande n'apporte donc pas d'information sur l'état initial $x(t_0)$, et donc sur l'observabilité du système linéaire.

Deux méthodes sont proposées pour l'étude de l'observabilité du système 2.3), l'une à partir du grammien d'observabilité (appelé aussi déterminant de Gram), et l'autre à partir de la matrice d'observabilité.

2.3.1 Utilisation du grammien d'observabilité

Le déterminant de Gram est un outil mathématique utilisé pour tester l'indépendance linéaire d'une famille de vecteurs. Dans le cas de l'étude d'observabilité, il s'agit de s'assurer que le terme d'évolution libre est inversible, et donc de s'assurer de l'indépendance de la famille de vecteurs $Ce^{A(t-t_0)}x(t_0)$. Il existe deux définitions du grammien, selon que les vecteurs varient dans le temps ou non. Nous utilisons ici la définition avec une dépendance temporelle.

Définition 1 : Le grammien d'observabilité, noté $W_{O\Sigma_L}$, est défini par :

$$W_{O\Sigma_L} = \int_{t_0}^{\infty} e^{A^T(t-t_0)}C^TCe^{A(t-t_0)}\mathrm{d}t \tag{2.6}$$

Lorsque le système linéaire Σ_L est stable, le grammien peut être défini de manière équivalente comme la solution de l'équation de Ricatti.

$$A^TW_{O\Sigma_L} + W_{O\Sigma_L}A = -C^TC \tag{2.7}$$

L'équivalence entre ces deux définitions pour un système linéaire stable se montre en réalisant une intégration par partie. Le changement de variable $\tau = t - t_0$ a été effectué pour simplifier le calcul.

$$\begin{aligned} & W_{O\Sigma_L} = \textstyle\int_0^{\infty} e^{A^T\tau}C^TCe^{A\tau}\mathrm{d}\tau \\ \Leftrightarrow\ & W_{O\Sigma_L} = \left[e^{A^T\tau}C^TCe^{A\tau}A^{-1}\right]_0^{\infty} - \textstyle\int_0^{\infty} A^Te^{A^T\tau}C^TCe^{A\tau}A^{-1}\mathrm{d}\tau \\ \Leftrightarrow\ & W_{O\Sigma_L} = \left(0 - C^TCA^{-1}\right) - A^TW_{O\Sigma_L}A^{-1} \\ \Leftrightarrow\ & A^TW_{O\Sigma_L} + W_{O\Sigma_L}A = -C^TC \end{aligned} \tag{2.8}$$

Le rang du grammien permettant de tester l'indépendance linéaire de la famille de vecteurs, il sera possible de reconstruire l'état initial à partir de la mesure dès lors que le grammien d'observabilité sera de rang plein.

Définition 2 : Le système Σ_L est dit observable dès lors que le grammien d'observabilité est de rang plein, c'est-à-dire $rang(W_{O\Sigma_L}) = n$.

Remarque 1 : Une interprétation physique du grammien d'observabilité est qu'il permet de quantifier l'énergie mesurée, E_m, provenant de chacun des états du système lorsque celui-ci n'est pas commandé ($u = 0$).

$$E_m = \int_0^{\infty} y^T(\tau)y(\tau)\mathrm{d}\tau = x^T(0)W_{O\Sigma_L}x(0) \tag{2.9}$$

Remarque 2 : Du fait de l'intégration sur un temps infini, le calcul d'un grammien d'observabilité nécessite que le système étudié soit stable. Dans le cas contraire, il est possible de calculer le grammien sur un intervalle de temps, $[0, T]$, mais les propriétés étudiées ne sont alors valables que sur la trajectoire étudiée sur cet intervalle de temps.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.3.2 Utilisation de la matrice d'observabilité

Le critère d'observabilité de Kalman [Kal59] s'intéresse à l'inversibilité du terme $Ce^{A(t-t_0)}$ de l'équation (2.5). Si ce terme est inversible, le vecteur d'état x pourra être reconstruit à partir de la mesure y et le système sera dit observable. Par définition, l'exponentielle de matrice peut être développée comme en équation (2.10).

$$e^{At} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!} \tag{2.10}$$

Or, en utilisant le théorème de Cayley-Hamilton, la matrice A élevée à une puissance m supérieure ou égale à n peut être écrite comme une combinaison linéaire de matrices A élevées aux puissances inférieures à n. Les coefficients de ces combinaisons linéaires sont notés ρ_k^m dans l'équation (2.11).

$$\begin{aligned} &\exists(\rho_0^n, ..., \rho_{n-1}^n) \in \mathbb{R}^n | A^n = \sum_{k=0}^{n-1} \rho_k^n A^k \\ &\Rightarrow \forall m \geq n, \exists(\rho_0^m, ..., \rho_{n-1}^m) \in \mathbb{R}^n | A^m = \sum_{k=0}^{n-1} \rho_k^m A^k \end{aligned} \tag{2.11}$$

Le terme $Ce^{A(t-t_0)}$ peut alors se réécrire comme une combinaison linéaire des n premières puissances de la matrice A (2.12).

$$\exists(\rho_0, ..., \rho_{n-1}) \in \mathbb{R}^n | Ce^{A(t-t_0)} = \sum_{k=0}^{n-1} \rho_k C A^k (t-t_0)^k \tag{2.12}$$

Une condition nécessaire pour que le système Σ_L soit observable est alors que la matrice d'observabilité $\mathcal{O}_{\Sigma_L}$ définie par l'équation (2.13) soit inversible. Pour cela, il s'agit de s'assurer que cette matrice est de rang plein.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_L} = \left[C, CA, ..., CA^{n-1}\right] \tag{2.13}$$

Définition 3 : Le système Σ_L est observable si et seulement si la matrice d'observabilité

$$\mathcal{O}_{\Sigma_L} = \left[C, CA, ..., CA^{n-1}\right] \tag{2.14}$$

est de rang plein, c'est-à-dire si $rang(\mathcal{O}_{\Sigma_L}) = n$.

Remarque 3 : En utilisant la matrice d'observabilité, aucune hypothèse n'a été faite sur le système linéaire étudié. Notamment, il n'est pas nécessaire que le système soit stable pour pouvoir en étudier l'observabilité.

Dans les deux cas, en utilisant la définition à partir du grammien d'observabilité ou de la matrice d'observabilité, une information binaire est obtenue sur l'observabilité. C'est-à-dire qu'il est possible de savoir si un système est observable ou s'il ne l'est pas ; s'il est ou non possible de reconstruire l'ensemble des états du système à partir des mesures disponibles.

2.3.3 Impact de l'inobservabilité

Dans le cas d'un système linéaire, lorsque le système n'est pas observable, il est toujours possible de réaliser un changement de base permettant d'identifier les dynamiques observables et les dynamiques inobservables. Les pôles du système peuvent alors être classés en deux catégories, les pôles observables liés aux dynamiques observables et les pôles inobservables liés aux dynamiques inobservables. Il existe alors deux cas, selon que le système est détectable ou ne l'est pas.

Définition 4 : Un système est dit détectable si les pôles inobservables de ce système sont stables.

Dans le cas d'un système détectable, les états inobservables sont stables. L'observation du vecteur d'état peut alors rester stable, mais la dynamique des états inobservables est imposée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

par le système. Elle ne peut pas être modifiée. Si, à proximité d'un point de fonctionnement inobservable, on impose à l'observateur une dynamique plus rapide que celle du système, le gain d'observation va être grand. L'observateur va alors amplifier le bruit de mesure, risquant d'empêcher l'observation de converger.

Dans le cas d'un système non détectable, les états inobservables sont instables. L'observation du vecteur d'état est alors instable. L'observation des états inobservables va diverger.

2.3.4 Exemple : étude de l'observabilité d'un système linéaire

Dans cet exemple, nous considérons le système Σ_1 présenté en (2.15) et dépendant de deux paramètres réels constants, a et b.

$$\Sigma_1 : \begin{cases} \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ 0 & a \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \\ y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{2.15}$$

Étude de la matrice d'observabilité La matrice d'observabilité de ce système, notée $\mathcal{O}_{\Sigma_1}$, est donnée en (2.16). D'après la définition d'un système observable, le système Σ_1 est observable tant que $b \neq 0$.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a & b \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Étude du grammien d'observabilité Le grammien d'observabilité de ce système, noté $W_{O\Sigma_1}$, est donné en (2.17) par résolution de l'équation de Ricatti en supposant $a < 0$. D'après la définition d'un système observable, le système Σ_1 est observable tant que $b \neq 0$.

$$W_{O\Sigma_1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2a} & \frac{b}{4a^2} \\ \frac{b}{4a^2} & -\frac{b^2}{4a^3} \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

Étude des pôles de l'observateur Dans cette étude, nous nous limitons aux observateurs qui permettent de décrire l'observation par un système linéaire. Un tel observateur pour le système Σ_L est montré en (2.18). Les autres observateurs, qui peuvent être utilisés pour des systèmes linéaires, comme des observateurs bang-bang ou à mode glissant, demandent d'utiliser des outils des systèmes non-linéaires pour en étudier les propriétés de stabilité, de dynamique et de précision.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K(y - C\hat{x}) \\ y = Cx \end{cases} \tag{2.18}$$

En notant k_1 et k_2 les deux éléments du gain K de l'observateur, les pôles sont obtenus en calculant les valeurs propres du système $A - KC$ par la resolution de l'équation du second degré (2.19).

$$(a - k_1 - \lambda)(a - \lambda) + bk_2 = 0 \tag{2.19}$$

Dans le cas d'un système observable, c'est-à-dire pour $b \neq 0$, les pôles de l'observateur, λ_1 et λ_2, sont calculés en (2.20). C'est un système de deux équations à deux inconnues, le choix des gains de l'observateur permet donc de fixer arbitrairement les pôles de l'observateur.

$$b \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} \lambda_1 = \frac{2a - k_1 - \sqrt{k_1^2 - 4bk_2}}{2} \\ \lambda_2 = \frac{2a - k_1 + \sqrt{k_1^2 - 4bk_2}}{2} \end{cases} \tag{2.20}$$

Dans le cas d'un système inobservable, c'est-à-dire dans le cas où $b = 0$, les pôles de l'observateur, λ_1 et λ_2, sont calculés en (2.21). L'un des pôles peut donc être fixé arbitrairement selon le choix du gain k_1 tandis que l'autre pôle est fixé et est imposé par le système lui-même.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Deux cas se distinguent alors : ou bien a est négatif et les deux pôles, λ_1 et λ_2 sont stables ainsi que l'observateur, le système est alors dit détectable, ou bien a est positif et le pôle λ_1 peut être stabilisé en choisissant k_1 mais le pôle λ_2 est instable, l'observateur est alors instable et le système n'est pas détectable.

$$b = 0 \Rightarrow \begin{cases} \lambda_1 = a - k_1 \\ \lambda_2 = a \end{cases} \tag{2.21}$$

2.4 Étude de l'observabilité d'un système non-linéaire

Considérons désormais le système non-linéaire Σ_{NL} présenté en équation (2.22). x reste l'état du système, u la commande et y la mesure. L'état est de dimension n, la commande de dimension p et la mesure de dimension q. La fonction f décrit l'évolution du système et la fonction h décrit la mesure.

$$\Sigma_{NL} : \begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \tag{2.22}$$

2.4.1 Notion d'observabilité d'un système non-linéaire

Pour un système non-linéaire, il existe plusieurs définitions de la notion d'observabilité. Quatre types d'observabilité sont détaillés dans [Her77]. Pour comprendre la différence entre ces notions, il est nécessaire de définir ce qu'est une trajectoire indistinguable.

Définition 5 : Soit $\mathcal{M}$ l'espace d'état décrivant les états x atteignables par le système Σ_{NL}. Deux trajectoires sont dites indistinguables sur un espace d'état $\mathcal{M}$ si, pour deux états initiaux x_0 et x_1, le système réalise la même relation entrée-sortie pour l'entrée $u(t), t \in [t_a, t_b]$.

Les commandes $u(t)$ et les sorties $y(t)$ seront les mêmes dans les deux cas mais l'évolution interne du système, $x_0(t)$ et $x_1(t)$, sera différente sur l'intervalle $[t_a, t_b]$. La notion d'observabilité du système Σ_{NL} repose sur le fait que l'ensemble des trajectoires parcourues par le système soit un ensemble de trajectoires distinguables.

Définition 6 : Le système Σ_{NL} sera dit observable sur $\mathcal{M}$ (que nous avons défini précédemment) s'il n'existe pas de trajectoires indistinguables sur $\mathcal{M}$.

Telle que nous venons de la définir, l'observabilité de Σ_{NL} est donnée dès lors qu'aucune trajectoire n'est indistinguable sur $\mathcal{M}$, mais aucune notion de durée n'est donnée. Il se peut qu'il faille attendre très longtemps avant de voir deux trajectoires devenir distinguables. C'est pourquoi on définit la notion d'observabilité locale comme l'observabilité *suffisamment près de l'état initial*.

Définition 7 : Le système Σ_{NL} sera dit localement observable en x_0 si, pour tout voisinage ouvert $U_0 \subset \mathcal{M}$ de x_0, Σ_{NL} est observable sur U_0. Le système Σ_{NL} sera dit localement observable sur $\mathcal{M}$ si Σ_{NL} est localement observable pour tout état $x \in \mathcal{M}$. C'est une notion plus forte que celle d'observabilité car l'observabilité est non seulement acquise sur $\mathcal{M}$, mais aussi pour tout sous-ensemble U_0 de $\mathcal{M}$.

Une autre notion d'observabilité, l'observabilité faible, part du principe qu'il est rarement utile de s'intéresser à ce que deux états soient indistinguables s'ils sont très éloignés l'un de l'autre. Dans la pratique, il suffira de pouvoir distinguer une trajectoire par rapport aux trajectoires ayant comme point de départ des points proches. L'observabilité faible est alors définie comme l'observabilité d'une trajectoire par rapport aux trajectoires voisines.

Définition 8 : Le système Σ_{NL} sera dit faiblement observable en x_0 s'il existe un voisinage ouvert $U_0 \subset \mathcal{M}$ de x_0 tel que Σ_{NL} soit observable sur U_0. C'est une notion plus faible que celle d'observabilité (et oui !).

Le système Σ_{NL} sera dit faiblement observable sur $\mathcal{M}$ si Σ_{NL} est faiblement observable pour tout état $x \in \mathcal{M}$.

De la même manière que précédemment, une observabilité faible locale est définie comme l'observabilité faible *suffisamment près de l'état initial*.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Définition 9 : Le système Σ_{NL} sera dit localement faiblement observable en x_0 si, pour tout voisinage ouvert $U_0 \subset \mathcal{M}$ de x_0, Σ_{NL} est faiblement observable sur U_0.

Le système Σ_{NL} sera dit localement faiblement observable sur $\mathcal{M}$ si Σ_{NL} est localement faiblement observable pour tout état $x \in \mathcal{M}$.

La notion d'observabilité faible locale est donc plus forte que celle d'observabilité faible et plus faible que celle d'observabilité locale. Aucune information n'est donnée sur le lien entre observabilité et observabilité faible locale.

La figure 2.3 résume les dépendances entre ces différentes notions d'observabilité.

$$\begin{array}{ccc} \Sigma_{NL} \text{ localement observable} & \Rightarrow & \Sigma_{NL} \text{ observable} \\ \Downarrow & & \Downarrow \\ \Sigma_{NL} \text{ localement faiblement observable} & \Rightarrow & \Sigma_{NL} \text{ faiblement observable} \end{array}$$

FIGURE 2.3 – Relations causales entre les différentes notions d'observabilité.

De même que dans le cas d'un système linéaire, il existe des techniques permettant d'analyser l'observabilité d'un système non-linéaire. Dans la suite, nous allons définir et étudier deux techniques :

- La matrice d'observabilité qui permet d'étudier l'observabilité faible locale d'un système non-linéaire,
- Le grammien empirique d'observabilité qui permet d'étudier l'observabilité faible d'un système non-linéaire.

2.4.2 Utilisation de la matrice d'observabilité

La transcription de l'étude d'observabilité à partir de la matrice d'observabilité du linéaire au non-linéaire a été réalisée dans [Her77]. Pour étudier l'observabilité, il est proposé de construire la matrice d'observabilité à partir des dérivées de Lie comme suit.

La première étape est de construire la matrice, L (2.23), des dérivées de Lie d'ordre 0 à $k, k \in \mathbb{N}$, la dérivée de Lie d'ordre k étant définie par (2.24). On construit ensuite la matrice d'observabilité $\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}$ (2.25) qui est la matrice jacobienne de la matrice L.

$$L = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_f^0 h \\ \mathcal{L}_f^1 h \\ \vdots \\ \mathcal{L}_f^k h \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

$$\begin{cases} \mathcal{L}_f^0 h = h \\ \mathcal{L}_f h = \frac{\partial h}{\partial x} f \\ \forall k \in \mathbb{N}, k > 1, \mathcal{L}_f^k = \mathcal{L}_f(\mathcal{L}_f^{k-1} h) \end{cases} \tag{2.24}$$

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}} = \frac{\partial L}{\partial x} \tag{2.25}$$

Remarque 4 : Dans le cas, fréquent, où la mesure est une fonction linéaire des états, il est possible d'exprimer la matrice d'observabilité $\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}$ plus explicitement à partir des mesures.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial y}{\partial x_1} & \frac{\partial y}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial y}{\partial x_n} \\ \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial \dot{y}}{\partial x_n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \frac{\partial y^{(k)}}{\partial x_1} & \frac{\partial y^{(k)}}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial y^{(k)}}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

en notant $n, n \in \mathbb{N}$, la dimension du vecteur d'état x et $k, k \in \mathbb{N}$, le nombre de dérivées de la mesure considéré.

Définition 10 : Le système Σ est dit localement faiblement observable si la matrice d'observabilité $\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}$ est de rang plein, $rang(\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}) = n$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

2.4.3 Utilisation du grammien empirique d'observabilité

Plusieurs tentatives pour définir le grammien d'un système non-linéaire [Gra06] ont été réalisées, sans qu'aucune définition n'ait percée comme une référence. Dans la littérature, le recours à un grammien empirique d'observabilité [Lal02] est privilégié. Il s'agit alors de simuler la réponse du système lorsqu'il est initialisé avec de petits écarts par rapport à une trajectoire de référence, et de mesurer l'erreur de mesure qui en résulte. C'est parce que le raisonnement se fait à partir d'écarts par rapport à une trajectoire de référence que le grammien empirique d'observabilité n'informe que sur l'observabilité faible.

Définition 11 : [Lal02] Soit un ensemble de r matrices orthogonales, $\{T_1, ..., T_r\}$, un ensemble de s réels positifs, $\{c_1, ..., c_s\} \in \mathbb{R}_+^{*s}$ et un ensemble décrivant une base orthonormée de $\mathbb{R}^n$, $\{e_1, ..., e_n\}$. Le grammien empirique d'observabilité du système Σ_{NL}, noté $W_{O\Sigma_{NL}}$, est défini par

$$W_{O\Sigma_{NL}} = \sum_{l=1}^{r} \sum_{m=1}^{s} \frac{1}{rsc_m^2} \int_0^\infty T_l^T \Psi^{lm}(t) T_l \mathrm{dt} \tag{2.27}$$

avec $\Psi^{lm}(t) \in \mathbb{R}^{nxn}$ défini par

$$\forall (i,j) \in |[1,n]|, \Psi_{ij}^{lm}(t) = (y^{ilm}(t) - y_0(t))^T (y^{jlm}(t) - y_0(t)), \Psi_{ij}^{lm}(t) \in \mathbb{R} \tag{2.28}$$

y_0 étant la mesure du système lorsque le système est initialisé en x_0, et y^{ilm} la sortie du système lorsque celui-ci est initialisé en $x(0) = c_m T_l e_i + x_0$.

Définition 12 : De la même manière que pour un système linéaire, le système Σ_{NL} sera dit faiblement observable si le grammien empirique d'observabilité, $W_{O\Sigma_{NL}}$ est de rang plein, $rang(W_{O\Sigma_{NL}}) = n$.

Remarque 5 : Dans la pratique, la simulation sur un intervalle de temps infini n'est pas réalisable. Le grammien empirique est donc réduit à un intervalle de temps $[0, T]$ et défini pour une trajectoire donnée. La conclusion d'observabilité qui en résulte n'est alors valable que pour une trajectoire donnée.

L'ensemble de ces méthodes d'étude de l'observabilité, qui sont des extensions directes des définitions valables pour les systèmes linéaires aux systèmes non-linéaires, fournit une information binaire sur l'observabilité du vecteur d'état, comme c'était le cas pour les systèmes linéaires.

2.4.4 Impact de l'inobservabilité

Dans le cas d'un système non-linéaire quelconque, lorsqu'un système n'est pas observable, il n'est plus possible d'identifier les états inobservables. L'évolution des états étant désormais couplée, l'inobservabilité ne porte rarement sur un seul état, mais sur l'inobservabilité de tout ou partie du vecteur d'état. Sauf cas particulier, c'est donc l'ensemble du vecteur d'état qui est ou qui n'est pas observable [Bou].

Pour cette raisons, la détectabilité d'un système non linéaire ne peut se définir aussi simplement que pour un système linéaire. De manière générale, il n'est pas possible de considérer la détectabilité comme une propriété structurelle du système [Son97]. Cela n'est possible que pour certaines classes de systèmes non-linéaires [Sch05].

L'effet sur l'observateur de l'inobservabilité d'un système non-linéaire est donc plus difficile à prédire que pour un système linéaire.

2.4.5 Exemple : étude de l'observabilité d'un système non-linéaire

Dans cet exemple, nous considérons le système Σ_2 présenté en (2.29) et dépendant du paramètre réel constant b. Il s'agit du système Σ_1 défini en (2.15) dont le paramètre a est désormais considéré comme un état lentement variable noté x_3.

$$\Sigma_2 : \begin{cases} \dot{x}_1 = x_1 x_3 + b x_2 \\ \dot{x}_2 = x_2 x_3 \\ \dot{x}_3 = 0 \\ y = x_1 \end{cases} \tag{2.29}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Étude de la matrice d'observabilité La matrice d'observabilité de ce système, notée $\mathcal{O}_{\Sigma_2}$, est donnée en (2.30). D'après la définition d'un système observable, le système Σ_2 est observable tant que $b \neq 0$.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ x_3 & b & x_1 \\ x_3^2 & 2bx_3 & 2\dot{x}_1 \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

Étude du grammien empirique d'observabilité Le grammien empirique d'observabilité est utilisé essentiellement lorsque la trajectoire sur laquelle l'observabilité est clairement définie. Ce peut être le cas d'un processus industriel répété régulièrement par exemple. N'ayant pas de trajectoire de référence pour le système Σ_2 nous n'avons pas réalisé ici l'étude d'observabilité utilisant le grammien empirique d'observabilité.

Étude des trajectoires indistinguables Contrairement au cas d'un système linéaire, l'impact de l'inobservabilité ne peut pas s'étudier à travers l'étude des pôles de l'observateur. Il faut alors revenir à la définition d'un système inobservable comme étant un système comportant des trajectoires indistinguables. Deux vecteurs d'états sont donc considérés, x et z, qui produisent les mêmes sorties sur l'ensemble de la trajectoire.

$$\begin{cases} x_1 = z_1 \\ \dot{x}_1 = \dot{z}_1 \\ \ddot{x}_1 = \ddot{z}_1 \\ \dots \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} x_1 = z_1 \\ x_1x_3 + bx_2 = x_1z_3 + bz_2 \\ \dot{x}_1x_3 + bx_2x_3 = \dot{x}_1z_3 + bz_2z_3 \\ \dots \end{cases} \tag{2.31}$$

Dans le cas où $b \neq 0$, il est possible de distinguer l'ensemble de vecteur d'état. Dans le cas où $b = 0$, il devient impossible de distinguer l'état x_2. Ceci reste vrai en considérant les dérivées d'ordre supérieur.

$$b \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} x_1 = z_1 \\ x_2 = z_2 \\ x_3 = z_3 \end{cases} \tag{2.32}$$

$$b = 0 \Rightarrow \begin{cases} x_1 = z_1 \\ 0 = 0 \\ x_3 = z_3 \end{cases} \tag{2.33}$$

2.5 Degré d'observabilité et mesure continue de l'observabilité d'un système

Pour un système linéaire, l'information binaire de l'observabilité d'un système est souvent suffisante. L'observabilité n'est en effet pas modifiée selon les conditions d'utilisation et l'étude d'observabilité peut être vue comme une étude de faisabilité théorique. Elle permet de savoir s'il est possible de connaître l'état du système avec les mesures disponibles ou s'il faut ajouter des mesures [Lue63]. Pour un système non-linéaire, l'observabilité peut varier selon le point de fonctionnement. Un système peut être observable sur un ensemble de points de fonctionnement et inobservable sur un autre ensemble. Nous définissons le degré d'observabilité d'un système comme une grandeur propre au système qui quantifie l'évolution de l'observabilité.

Définition 13 : Le degré d'observabilité d'un système est une grandeur continue reflétant le niveau d'observabilité réelle du système.

Il est alors intéressant de pouvoir mesurer de degré d'observabilité afin de connaître la distance du point de fonctionnement aux conditions d'inobservabilité. Nous définissons alors la mesure d'observabilité d'un système comme une grandeur continue permettant d'avoir accès au degré d'observabilité du système.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Définition 14 : Une mesure d'observabilité d'un système est une grandeur continue reflétant le degré d'observabilité réel du système.

Pour cela, nous étudions les définitions de mesures continues d'observabilité, d'abord pour les systèmes linéaires, pour lesquelles elles sont clairement définies, puis pour les systèmes non-linéaires.

2.5.1 Définition pour un système linéaire

Les premiers travaux portant sur une mesure continue de l'observabilité ont été réalisés dès le milieu des années 1960, très tôt après les articles de Kalman sur la définition de l'observabilité [Abl67]. Ces premiers travaux exploitent uniquement la définition de l'observabilité issue de la matrice d'observabilité. Par la suite, Müller et Weber proposent une synthèse des différentes mesures d'observabilité, à partir du grammien ou de la matrice d'observabilité [Mül72]. Les axiomes qui doit vérifier toute mesure d'observabilité pour être efficace y sont définis.

La matrice structurelle associée à un système est désignée par une matrice P symétrique définie positive de dimension n, $P \in \mathcal{S}_n^+(\mathbb{R})$, où $\mathcal{S}_n^+(\mathbb{R})$ définit l'ensemble des matrices carrées d'ordre n définies positives à coefficients réels. La valeur scalaire $\mu(P)$ est appelée mesure efficace si et seulement si les conditions (2.34) sont respectées simultanément.

$$\begin{cases} \forall P \in \mathcal{S}_n^+(\mathbb{R}), \det(P) = 0 \Rightarrow \mu(P) = 0 \\ \forall P \in \mathcal{S}_n^+(\mathbb{R}), \det(P) \geq 0 \Rightarrow \mu(P) \geq 0 \\ \forall P \in \mathcal{S}_n^+(\mathbb{R}), \forall \alpha \in \mathbb{R}_+^*, \mu(\alpha P) = \alpha \mu(P) \\ \forall P_1, P_2, P_3 \in \mathcal{S}_n^+(\mathbb{R}) | P_1 = P_2 + P_3, \mu(P_1) \geq \mu(P_2) + \mu(P_3) \end{cases} \tag{2.34}$$

En notant Q une matrice définie positive qui peut être aussi bien le grammien d'observabilité que le produit de la matrice d'observabilité par sa transposée, $\mathcal{O}_{\Sigma_L}^T \mathcal{O}_{\Sigma_L}$, trois définitions vérifiant la définition axiomatique d'une mesure d'observabilité sont proposées (2.35). Elles sont définies à partir de la valeur propre minimale de la matrice Q pour μ_1, de sa trace pour μ_2 et de son déterminant pour μ_3.

$$\begin{array}{l} \mu_1 = \lambda_{min}(Q) \\ \mu_2 = \frac{n}{trace(Q^{-1})} \\ \mu_3 = \sqrt[n]{det(Q)} \end{array} \text{ , avec } Q = \mathcal{O}_{\Sigma_L}^T \mathcal{O}_{\Sigma_L} \text{ ou } Q = W_{\mathcal{O}_{\Sigma_L}} \tag{2.35}$$

Pour chacune de ces trois mesures d'observabilité, μ_1, μ_2 et μ_3, plus la valeur est grande, plus le système est observable.

Lorsque la matrice d'observabilité est utilisée pour décrire cette mesure continue d'observabilité, celle-ci ne comporte pas l'ensemble des informations provenant du système. La dynamique du système est en effet décrite par la matrice de transition du système (2.10), qu'il est possible d'exprimer à partir des n premiers termes en CA^k (2.12). Les termes en $\rho_k(t - t_0)^k$ présents dans cette expression, qui participent à la dynamique du système, ne sont pas considérés dans l'expression du degré d'observabilité. À l'inverse, lorsque le grammien d'observabilité est utilisé, l'ensemble de la dynamique du système est utilisée pour obtenir la mesure continue d'observabilité.

Malgré ces considérations théoriques, aucune différence n'est faite, à notre connaissance, entre les degrés d'observabilité ayant pour support l'une ou l'autre matrice. Il nous semblerait toutefois préférable d'utiliser le grammien d'observabilité lorsque son utilisation est possible.

2.5.2 Exemple académique pour un système linéaire

Nous reprenons ici l'exemple de système linéaire Σ_1 (2.15) pour calculer les différentes mesures d'observabilité, à partir de la matrice d'observabilité ou du grammien d'observabilité.

Le produit de la matrice d'observabilité par sa transposée est donné en (2.36). Il en découle trois mesures continues d'observabilité μ_1, μ_2 et μ_3 dont les valeurs sont explicitées en (2.37).

$$\mathcal{O}_{\Sigma_1}^T \mathcal{O}_{\Sigma_1} = \begin{bmatrix} 1 + a^2 & ab \\ ab & b^2 \end{bmatrix} \tag{2.36}$$

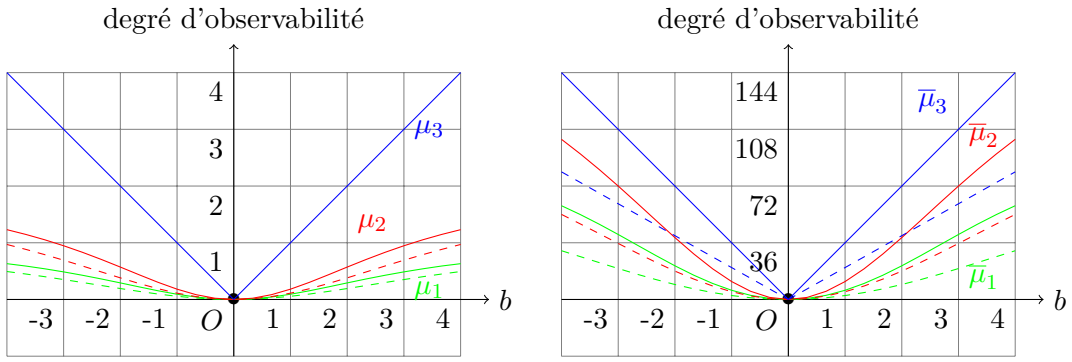
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mu_1 = \frac{(1+a^2+b^2)-\sqrt{(1+a^2+b^2)-4b^2}}{2} \quad \mu_2 = \frac{2b^2}{1+a^2+b^2} \quad \mu_3 = |b| \tag{2.37}$$

Le grammien d'observabilité du système Σ_1 a été donné en (2.17). Il en découle trois mesures continues d'observabilité notées $\overline{\mu}_1$, $\overline{\mu}_2$ et $\overline{\mu}_3$ dont les valeurs sont explicitées en (2.38).

$$\overline{\mu}_1 = -\frac{1}{4a}\left(\left(1+\frac{b^2}{2a^2}\right) - \sqrt{1+\frac{b^4}{4a^4}}\right) \quad \overline{\mu}_2 = -\frac{1}{2a}\frac{b^2}{2a^2+b^2} \quad \overline{\mu}_3 = \frac{|b|}{4a^2} \tag{2.38}$$

La figure 2.4 présente l'évolution de ces différentes mesures d'observabilité en fonction de la valeur de b et pour deux valeurs de a. Le système Σ_1 devant être stable pour pouvoir calculer le grammien d'observabilité de ce système, les valeurs prises par a sont négatives. L'annulation du degré d'observabilité pour $b = 0$ est bien constatée pour chacune de ces mesures d'observabilité, mais la variation autour de cette valeur est différente selon la définition choisie et la matrice servant de support, notamment pour ce qui est de la variation des mesures d'observabilité avec la valeur de a. Lorsqu'on s'intéresse aux formes de ces courbes, notamment les pentes, les tangentes à l'origine et les points d'inflexion, cette figure fait apparaître qu'il y a une plus grande similitude entre deux mêmes mesures d'observabilité ayant deux matrices de support différentes (ex. à partir du déterminant du grammien et du déterminant de la matrice d'observabilité) qu'entre des mesures d'observabilité différentes ayant la même matrice de support (ex. à partir de la trace de la matrice d'observabilité et du déterminant de la matrice d'observabilité). La plus grande similitude apparaît lorsque le critère d'observabilité utilisé est le déterminant. Que la matrice de support utilisée soit la matrice d'observabilité (pour μ_3) ou le grammien d'observabilité (pour $\overline{\mu}_3$), ce degré d'observabilité évolue de façon linéaire avec l'évolution de b et n'est pas dérivable pour $b = 0$.



(a) À partir de la matrice d'observabilité (b) À partir du grammien d'observabilité

FIGURE 2.4 – Évolution des mesures d'observabilité pour plusieurs valeurs de a ($a = -3$ traits continus, $a = -4$ traits pointillés).

L'observateur permettant de fixer la dynamique d'observation de manière la plus explicite est l'observateur de Luenberger. Pour illustrer le lien existant entre le degré d'observabilité et la facilité avec laquelle il est possible de fixer les performances de l'observateur, sa dynamique, sa stabilité et sa précision, un observateur de Luenberger est synthétisé pour ce système. Le gain obtenu pour l'observateur va être comparé aux mesures d'observabilité.

Les deux éléments du gain K de l'observateur sont notés k_1 et k_2. La synthèse d'un observateur de Luenberger conduit à imposer les pôles du système $A - KC$ (2.39), c'est-à-dire χ_1 et χ_2 (2.40), à des valeurs données par λ_1 et λ_2. Les gains de l'observateur obtenus sont donnés en (2.41).

$$A - KC = \begin{bmatrix} a-k_1 & b \\ -k_2 & a \end{bmatrix} \tag{2.39}$$

$$\begin{cases} \chi_1 = a - \frac{k_1}{2} + \frac{\sqrt{k_1^2-4k_2b}}{2} \\ \chi_2 = a - \frac{k_1}{2} - \frac{\sqrt{k_1^2-4k_2b}}{2} \end{cases} \tag{2.40}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

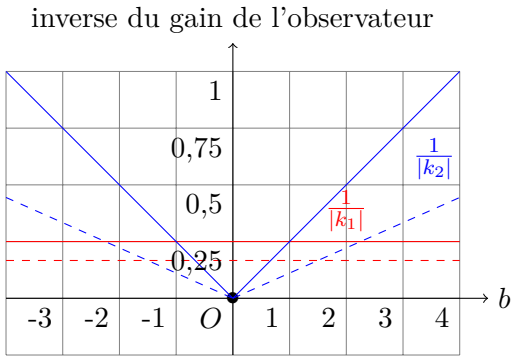


FIGURE 2.5 – Évolution de l'inverse des gains de l'observateur de Luenberger pour plusieurs valeurs de a ($a = -3$ traits continus, $a = -4$ traits pointillés), et pour $\lambda_1 = \lambda_2 = -1$.

$$\begin{aligned} & \begin{cases} \lambda_1 = a - \frac{k_1}{2} + \frac{\sqrt{k_1^2 - 4k_2 b}}{2} \\ \lambda_2 = a - \frac{k_1}{2} - \frac{\sqrt{k_1^2 - 4k_2 b}}{2} \end{cases} \\ \Rightarrow \quad & \begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 = 2a - k_1 \\ (\lambda_1 - \lambda_2)^2 = k_1^2 - 4k_2 b \end{cases} \\ \Rightarrow \quad & \begin{cases} k_1 = 2a - \lambda_1 - \lambda_2 \\ k_2 = \frac{(a-\lambda_1)(a-\lambda_2)}{b} \end{cases} \quad , b \neq 0 \end{aligned} \tag{2.41}$$

Dans le cas où b est non nul, il est possible de placer arbitrairement les pôles de l'observateur λ_1 et λ_2. Dans le cas où b est nul, il n'est plus possible de fixer la valeur de k_2, et donc d'observer l'état x_2. Mathématiquement, k_2 tend vers l'infini quand b tend vers 0. Lors d'un fonctionnement proche de ce point inobservable $b = 0$, le gain k_2 devient très important, si bien que le bruit de mesure devient prépondérant dans l'observation, empêchant alors l'observateur de converger.

La figure 2.5 s'intéresse plus précisément à l'évolution des gains de l'observateur de Luenberger à proximité du point inobservable $b = 0$. Pour pouvoir comparer les gains d'observation obtenus avec les mesures d'observabilité, ce ne sont pas les gains de l'observateur qui sont tracés mais l'amplitude de l'inverse de ces gains, $\frac{1}{|k_1|}$ et $\frac{1}{|k_2|}$. De cette manière, lorsque le système sera inobservable et que le gain tendra vers l'infini, l'inverse du gain sera nul, tout comme la mesure de l'observabilité du système. Les pôles de l'observateur sont fixés arbitrairement à $\lambda_1 = \lambda_2 = 1$ et les tracés sont réalisés pour deux valeurs de a, $a = -3$ et $a = -4$. Le gain k_1 étant indépendant de b, le tracé de $\frac{1}{|k_1|}$ est constant. La valeur de ce gain est fixée uniquement en fonction du paramètre a et des pôles choisis pour l'observateur, λ_1 et λ_2. Le gain k_2 varie en fonction de b, et il apparaît que le tracé de $\frac{1}{|k_2|}$ présente une évolution similaire à celle des degrés d'observabilité définis à partir du déterminant de la matrice d'observabilité, μ_3, et à partir du déterminant du grammien d'observabilité $\overline{\mu}_3$. Par ailleurs, le déterminant de la matrice d'observabilité, μ_3, est indépendant de la valeurs de a, tandis que le déterminant du grammien d'observabilité, $\overline{\mu}_3$, et l'inverse du gain k_2 varient selon la valeur de a de manière similaire. La mesure d'observabilité qui représente le mieux sur cet exemple les performances d'observation disponibles, et donc le degré d'observabilité du système, est celle utilisant le déterminant du grammien d'observabilité, $\overline{\mu}_3$.

2.5.3 Définition pour un système non-linéaire

Lorsque nous avons affaire à un système non-linéaire, il s'agit de nouveau d'étendre les définitions du linéaire au non-linéaire. Dans la pratique, il est plus utile d'étudier le degré d'observabilité d'un système non-linéaire que d'un système linéaire. Un système non-linéaire pourra en effet être observable sur un sous-ensemble de ses points de fonctionnement, et inobservables sur un autre sous-ensemble, ce qui n'est pas le cas pour un système linéaire. L'étude du comportement à la limite de l'observabilité est donc réalisée majoritairement pour des systèmes non-linéaires, et la littérature présente plus d'applications sur le sujet que de démonstrations théoriques. Certains utilisent le grammien empirique d'observabilité, comme [Sin03], d'autres

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la matrice d'observabilité, comme [Gha06]. Le choix de la matrice servant de support à l'étude d'un degré d'observabilité n'est jamais justifié, tout comme le choix de la fonction mathématique permettant de réduire l'information contenue dans une matrice à une valeur.

De manière générale, le grammien empirique d'observabilité est utilisé pour des problématiques de choix du nombre de capteurs [Sin06] ou de leur positionnement [Kre09]. Ceci s'explique par le fait que l'application au positionnement de capteurs s'accommode bien de la validation des résultats sur un profil type. Le biais important introduit par le choix du profil sur lequel le grammien empirique d'observabilité est utilisé n'est alors pas contraignant.

À l'inverse, la matrice d'observabilité est utilisée lorsque le profil d'utilisation est inconnu. C'est notamment le cas lorsque ce degré d'observabilité est utilisé dans un modèle prédictif [Böh08]. De la même manière que pour le cas linéaire, l'utilisation de la matrice d'observabilité présente l'inconvénient de ne pas représenter l'ensemble de la dynamique du système. Cet inconvénient est amplifié par le fait que la matrice d'observabilité d'un système non-linéaire est théoriquement de dimension infinie. Le choix de la taille de cette matrice, c'est à dire de l'ordre des dérivées qui sont considérées utiles à l'observation, introduit donc un biais supplémentaire sur la mesure d'observabilité obtenue.

Plusieurs travaux proposent d'utiliser ou bien la matrice d'observabilité définie pour un système non-linéaire ou bien le grammien empirique d'observabilité afin de définir la mesure d'observabilité d'un système non-linéaire. Cette matrice servant de support à la définition de la mesure d'observabilité est notée $Q_{\Sigma_{NL}}$. De la même manière que pour les systèmes linéaires, trois mesures d'observabilité qui vérifient la définition axiomatique peuvent être définies (2.42). La mesure d'observabilité choisie parmi les trois mesures d'observabilité utilise la valeur propre minimale [Abl67], [Kre09], la trace [Sin06] ou le déterminant [Böh08], [Gha06] de la matrice $Q_{\Sigma_{NL}}$.

$$\begin{array}{l} \mu_1 = \lambda_{min}(Q_{\Sigma_{NL}}) \\ \mu_2 = \frac{n}{trace(Q_{\Sigma_{NL}}^{-1})} \\ \mu_3 = \sqrt[n]{det(Q_{\Sigma_{NL}})} \end{array} \text{ , avec } Q = \mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}^T \mathcal{O}_{\Sigma_{NL}} \text{ ou } Q = W_{\mathcal{O}_{\Sigma_{NL}}} \tag{2.42}$$

Dans[Fra08], il est montré que l'utilisation de la valeur propre minimale ne renseigne que sur la dynamique la moins observable, que l'utilisation de la trace ou du déterminant renseignent quant à eux sur l'ensemble des dynamiques, mais en les pondérant de manière différente, et que l'utilisation de la trace ne fournit une mesure d'observabilité fiable que dans le cas où les couplages entre états sont faibles, c'est-à-dire si les termes présents sur la diagonales sont prépondérants par rapport aux autres termes. Il indique également que l'utilisation du déterminant est la mesure la plus globale sur le système. C'est également une mesure qui offre l'avantage d'être indépendante du repère dans lequel elle est calculée. Parmi ces trois mesures, nous privilégierons donc l'utilisation du déterminant de la matrice $Q_{\Sigma_{NL}}$.

Le système non-linéaire Σ_2 va être utilisé afin d'expliciter les mesures d'observabilité et de calculer les gains d'un observateur. Comme cela a été fait pour l'exemple dans le cas d'un système linéaire, il sera alors possible de comparer les mesures d'observabilité obtenues avec l'expression du gain de l'observateur.

2.5.4 Exemple académique pour un système non-linéaire

Le système considéré dans cet exemple est de nouveau le système non-linéaire Σ_2 (2.29). L'état x_1 est mesuré. Les états x_2 et x_3 sont observés.

Les trois premières lignes de la matrice d'observabilité définie pour un système non-linéaire sont rappelées en (2.43), ainsi que le produit de cette matrice avec sa transposée notée Q. Cette matrice d'observabilité est de rang plein dès lors que b est non-nul. La condition d'observabilité est donc $b \neq 0$.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ x_3 & b & x_1 \\ x_3^2 & 2bx_3 & 2\dot{x}_1 \end{bmatrix} \quad Q = \mathcal{O}_{\Sigma_2}^T \mathcal{O}_{\Sigma_2} = \begin{bmatrix} 1 & x_3 & x_3^2 \\ x_3 & x_3^2 + b^2 + x_1^2 & x_3^3 + 2b^2 x_3 + 2x_1\dot{x}_1 \\ x_3^2 & x_3^3 + 2b^2 x_3 + 2x_1\dot{x}_1 & x_3^4 + 4b^2 x_3^2 + 4\dot{x}_1^2 \end{bmatrix} \tag{2.43}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Ayant montré en remarque 4 qu'il n'est pas possible d'obtenir une information sur l'observabilité du système valable pour l'ensemble des trajectoires en utilisant le grammien empirique d'observabilité, celui-ci n'est pas utilisé dans cet exemple. La première mesure d'observabilité, μ_1, consiste donc à calculer la valeur propre minimale de la matrice Q. Bien que les valeurs propres de la matrice Q puissent se calculer analytiquement, les calculs sont très lourds à présenter, étant les solutions du polynôme caractéristique qui est un polynôme d'ordre 3. Par ailleurs, il ne sera pas possible d'identifier analytiquement la valeur propre minimale. Du fait de l'impossibilité d'identifier la valeur propre minimale et de la place qu'occuperait la présentation de l'expression analytique d'une seule de ces valeurs propres, la mesure continue d'observabilité μ_1 ne sera pas présentée dans ce document. Les deux autres mesures continues d'observabilité, μ_2 et μ_3, sont données en (2.44).

$$\begin{cases} \mu_2 = \frac{12b^2(x_1x_3-\dot{x}_1)^2}{x_3^4b^2+4b^2\dot{x}_1^2+4x_3^2\dot{x}_1^2+4b^2x_3^2+x_1^2x_3^4+b^2+x_1^2+4\dot{x}_1^2-8b^2x_3x_1\dot{x}_1+4x_1^2b^2x_3^2-4x_3^3x_1\dot{x}_1} \\ \mu_3 = \sqrt[3]{2b^2(x_1x_3-\dot{x}_1)^2} \end{cases} \tag{2.44}$$

En utilisant ces mesures d'observabilités, nous retrouvons les résultats que nous avons obtenus lors de l'analyse de l'observabilité : le système Σ_2 est observable lorsque b est non-nul. Toutefois, la manière dont ces mesures d'observabilité évoluent autour de ce point d'inobservabilité ainsi que l'influence des états, notamment x_1 et x_3, sur l'observabilité du système varient selon la définition choisie.

Pour simplifier la présentation de l'évolution de ces mesures d'observabilité, le système est supposé en régime permanent, ce qui impose notamment $\dot{x}_1 = 0$. Les expressions des mesures d'observabilité dans ce régime particulier, notées $\underline{\mu}_2$ et $\underline{\mu}_3$, sont données en (2.45).

$$\begin{cases} \underline{\mu}_2 = \frac{12b^2(x_1x_3)^2}{x_3^4b^2+4b^2x_3^2+x_1^2x_3^4+b^2+x_1^2+4x_1^2b^2x_3^2} \\ \underline{\mu}_3 = \sqrt[3]{2b^2(x_1x_3)^2} \end{cases} \tag{2.45}$$

La figure 2.6 présente l'évolution de ces mesures continues d'observabilité en fonction de la valeurs de b pour plusieurs valeurs de x_1, et en ayant fixé $x_3 = -4$. Cette figure montre que les deux mesures d'observabilité s'annulent en $b = 0$, c'est-à-dire lorsque le système n'est plus observable. L'évolution autour de ce point $b = 0$ est très différente selon la mesure d'observabilité choisie. Notamment, la mesure d'observabilité $\underline{\mu}_2$ indique que le degré d'observabilité évolue peu lorsque $|b| \geq 2$, tandis que la mesure d'observabilité $\underline{\mu}_3$ indique que le degré d'observabilité continue d'augmenter. Ces deux mesures montrent toutes deux que le degré d'observabilité augmente lorsque la valeur de x_1 passe de -3 à -4, mais l'augmentation de la mesure d'observabilité due à la variation de x_1 est nettement plus importante pour la mesure d'observabilité $\underline{\mu}_3$ que pour $\underline{\mu}_2$.

Afin d'expliciter les gains d'un observateur pour comparer leurs évolutions à celles des mesures d'observabilité obtenues, un observateur de Luenberger étendu est synthétisé pour le système Σ_2. De la même manière que pour l'exemple pour un système linéaire, le choix de l'observateur de Luenberger étendu vient du fait que c'est l'observateur qui permet de fixer le plus directement la dynamique d'observation du système. Le gain d'un observateur de Luenberger étendu est calculé en fonction du point de fonctionnement du système, il s'agit donc de placer les pôles du système linéarisé $\tilde{\Sigma}_2$, obtenu par la linéarisation du système Σ_2 autour de son point de fonctionnement. Les points de fonctionnement sont notés x_1^0, x_2^0 et x_3^0. La matrice d'évolution de ce système est notée $\tilde{A}$. C est la matrice de mesure et le vecteur K est le gain de l'observateur dont les valeurs sont notées k_1, k_2 et k_3. La matrice $\tilde{A} - KC$ est explicitée en (2.46).

$$\tilde{A} - KC = \begin{bmatrix} x_3^0 - k_1 & b & x_1^0 \\ -k_2 & x_3^0 & x_2^0 \\ -k_3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{2.46}$$

Le polynôme caractéristique de la matrice $\tilde{A} - KC$ est explicité comme un polynôme en λ en (2.47). Pour placer les pôles de l'observateur de Luenberger étendu, il s'agit de déterminer les gains k_1, k_2 et k_3 de sorte que les valeurs propres soient égales aux pôles λ_1, λ_2 et λ_3 qu'il est possible de choisir arbitrairement. Cela revient à résoudre le système d'équations linéaires en k_1,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

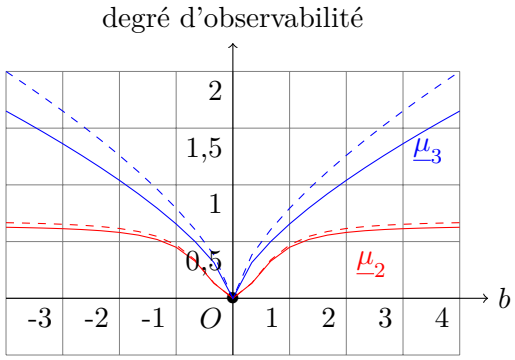


FIGURE 2.6 – Évolution des mesures d'observabilité en régime permanent ($\dot{x}_1 = 0$) pour plusieurs valeurs de x_1 ($x_1 = -3$ traits continus, $x_1 = -4$ traits pointillés).

k_2 et k_3 donné en (2.48). La résolution de ce système d'équations permet d'obtenir explicitement les valeurs du gain K de l'observateur (2.49).

$$\lambda(x_3^0-\lambda)^2 - \lambda(x_3^0-\lambda)k_1 + b\lambda k_2 + \left(bx_2^0 - x_1^0\left(x_3^0-\lambda\right)\right)k_3 \tag{2.47}$$

$$\begin{cases} \lambda_1(x_3^0-\lambda_1)^2 - \lambda_1(x_3^0-\lambda_1)k_1 + b\lambda_1 k_2 + \left(bx_2^0 - x_1^0\left(x_3^0-\lambda_1\right)\right)k_3 = 0 \\ \lambda_2(x_3^0-\lambda_2)^2 - \lambda_2(x_3^0-\lambda_2)k_1 + b\lambda_2 k_2 + \left(bx_2^0 - x_1^0\left(x_3^0-\lambda_2\right)\right)k_3 = 0 \\ \lambda_3(x_3^0-\lambda_3)^2 - \lambda_3(x_3^0-\lambda_3)k_1 + b\lambda_3 k_2 + \left(bx_2^0 - x_1^0\left(x_3^0-\lambda_3\right)\right)k_3 = 0 \end{cases} \tag{2.48}$$

$$b \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} k_1 = 2x_3^0 - (\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3) \\ k_2 = \frac{(bx_2^0 - x_1^0x_3^0)\left(x_3^0(x_3^0-\lambda_1-\lambda_2-\lambda_3)+\lambda_1\lambda_2+\lambda_2\lambda_3+\lambda_3\lambda_1\right)+\lambda_1\lambda_2\lambda_3x_1^0}{b\left(bx_2^0-x_1^0x_3^0\right)} \\ k_3 = -\frac{\lambda_1\lambda_2\lambda_3}{bx_2^0-x_1^0x_3^0} \end{cases} \tag{2.49}$$

On retrouve bien le résultat d'observabilité obtenue au début de cette partie, à savoir que l'état x_2 n'est pas observable lorsque b est nul. Dans le cas où b est nul, il n'est plus possible de fixer la valeur de k_2, et donc d'observer l'état x_2. Mathématiquement, k_2 tend vers l'infini quand b tend vers 0. Lors d'un fonctionnement proche de ce point inobservable $b = 0$, le gain k_2 devient très important. Plus le système se rapproche du point d'un fonctionnement où $b = 0$, et plus l'observateur sera sensible aux bruits de mesure. En cherchant à imposer la dynamique d'observation près du point inobservable, les bruits de mesure seront largement amplifiés, risquant d'empêcher l'observateur de converger.

Grâce à cet exemple, il est plus facile de comprendre ce qu'implique le faible degré d'observabilité d'un système. Quelle que soit la dynamique attendue, c'est-à-dire les valeurs de λ_1, λ_2 et λ_3, le gain k_2 tend vers l'infini lorsque b tend vers zéro.

Un réglage fin de l'observateur peut donc permettre de fixer les performances d'un observateur à proximité d'un point inobservable, mais il ne pourra jamais permettre de fixer les performance de dynamique, de stabilité et de précision de l'observation sur un point de fonctionnement inobservable.

Remarque 6 : Lorsqu'on étudie l'observabilité du système linéarisé $\tilde{\Sigma}_2$, les conditions d'observabilité sont modifiées. La matrice d'observabilité du système linéarisé est donnée en (2.50) et les conditions d'observabilité déduites de l'analyse du déterminant de cette matrice d'observabilité (2.51) sont donc $b \neq 0$ et $bx_2^0 \neq x_1^0x_3^0$. Cette dernière condition n'était pas une condition d'observabilité du système Σ_2 (2.22). Elle se retrouve par contre dans l'expression des gains de l'observateur de Leunberger étendu (2.49), $bx_2^0 - x_1^0x_3^0$ apparaissant au dénominateur des gains k_2 et k_3.

$$\mathcal{O}_{\tilde{\Sigma}_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ x_3^0 & b & x_1^0 \\ x_3^{0^2} & 2bx_3^0 & x_1^0x_3^0 + bx_2^0 \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

$$\det\left(\mathcal{O}_{\tilde{\Sigma}_2}\right) = b\left(bx_2^0 - x_1^0x_3^0\right) \tag{2.51}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

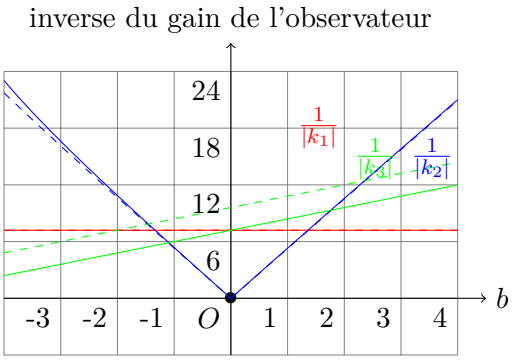


FIGURE 2.7 – Évolution de l'inverse des gains de l'observateur de Luenberger étendu pour plusieurs valeurs de x_1^0 ($x_1^0 = -3$ traits continus, $x_1^0 = -4$ traits pointillés), et pour $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = -1$.

Il apparaît donc que la linéarisation d'un système peut modifier les conditions d'observabilité du système. C'est le cas dans cet exemple.

La figure 2.7 présente l'évolution de l'inverse des gains de l'observateur, k_1 k_2 et k_3, en fonction de b, pour deux valeurs de x_1^0, avec $x_2^0 = 2$, $x_3^0 = -4$, et en imposant les pôles de l'observateur de manière arbitraire à $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = -1$. L'amplitude de l'inverse du gain de l'observateur k_2 n'évolue pas directement de la même manière que les mesures d'observabilité $\underline{\mu}_2$ et $\underline{\mu}_3$. La ressemblance la plus forte est avec le déterminant de la matrice d'observabilité, $\underline{\mu}_3$ (2.45). L'inverse du gain k_2 et la mesure d'observabilité $\underline{\mu}_3$ sont en effet les plus proches d'une augmentation linéaire de l'observabilité avec la valeur de b. Cette mesure continue d'observabilité semble donc être, dans le cas de cet exemple, la mesure la plus représentative des performances de l'observateur.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux moyens de quantifier l'observabilité d'un système. Pour cela, l'ensemble des outils existants pour étudier l'observabilité d'un système ont été détaillés.

Pour une partie d'entre eux, ils permettent de définir l'observabilité comme une grandeur binaire. Ils permettent alors de savoir si l'information mesurée est suffisante pour réaliser l'observation d'un système donné. En revenant sur les définitions de l'observabilité d'un système, nous avons mis en évidence sur un exemple que lorsqu'un système est inobservable, il n'est pas possible d'améliorer la qualité de l'observation par un réglage particulier de l'observateur. C'est un résultat très important pour la démarche que nous adoptons pour réaliser une commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. C'est également un résultat qui n'est pas assez partagé par la communauté traitant de ce sujet, si bien que beaucoup d'articles cherchent à résoudre le problème de l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage (vitesse, couple) uniquement par l'amélioration de l'observateur et de ses réglages. Un tel travail est toutefois bien sûr utile car un tel observateur pourra se rapprocher davantage d'un point de fonctionnement inobservable et fonctionner plus longtemps à proximité d'un de ces points.

Pour une autre partie, ces outils permettent de définir l'observabilité comme une grandeur continue. Cette notion de mesure continue de l'observabilité d'un système est beaucoup moins souvent étudiée que la notion binaire d'observabilité. Nous avons vu que plusieurs mesures d'observabilité peuvent être définies pour un système linéaire. La comparaison de la pertinence de la mesure d'observabilité utilisée par rapport aux performances d'observation accessibles n'a, à notre connaissance, jamais été réalisée. Pour savoir quelle mesure représente le mieux ces performances d'observation accessibles, nous avons étudié et comparé sur un exemple les évolutions des différentes mesures d'observabilité et du gain d'un observateur. Nous avons ainsi pu déterminer, à travers cet exemple, la mesure d'observabilité qui représente le mieux les performances d'observation atteignables.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Nous avons, par la suite, étendu les définitions de mesures d'observabilité existantes des systèmes linéaires aux systèmes non-linéaires, pour proposer un ensemble de mesures d'observabilité pouvant refléter le degré d'observabilité d'un système non-linéaire. Nous avons ensuite réalisé une comparaison entre ces mesures d'observabilité et l'évolution du gain d'un observateur sur un exemple non-linéaire. Cette comparaison a montré que les différentes mesures d'observabilité permettant d'évaluer les performances d'observation, notamment lors d'un fonctionnement à proximité d'un point inobservable, présentent des évolutions différentes selon la mesure d'observabilité choisie. Cet exemple a montré que, pour un système non-linéaire, la définition du degré d'observabilité utilisant le déterminant de la matrice d'observabilité semble être celle qui fait le meilleur lien entre l'étude d'observabilité et la synthèse d'un observateur. Nous avons finalement défini la mesure d'observabilité d'un système non-linéaire comme le déterminant du produit de la matrice d'observabilité et de sa transposée.

Dans la suite de ce manuscrit, ces notions d'observabilité, de degré d'observabilité d'un système, et la mesure continue d'observabilité d'un système non-linéaire définies ici pour un système quelconque, vont être appliquées à l'étude de l'observabilité de la machine asynchrone commandée sans capteur mécanique de vitesse.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 3

Méthodes d'observation de la vitesse de la machine asynchrone

Sommaire

3.1 Introduction 53
3.2 Étude de l'observabilité de la vitesse 54
3.2.1 Vitesse considérée comme lentement variable 55
3.2.2 Vitesse considérée comme variable 59
3.2.3 Mesure d'observabilité choisie, définition de l'index d'observabilité . . . 61
3.2.4 Apport de l'index d'observabilité 62
3.3 Mise en place d'un observateur de vitesse 63
3.3.1 Modélisation choisie 63
3.3.2 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu 64
3.3.3 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu pour la machine asynchrone . . . 67
3.3.4 Analyse des résultats d'observation 69
3.4 Méthode d'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse 71
3.4.1 Choix de la méthode utilisée 71
3.4.2 Commande fondée sur l'index d'observabilité pour garantir l'observabilité sur l'ensemble de la plage de vitesse 74
3.4.3 Prise en compte de l'ensemble des contraintes de la commande 74
3.4.4 Algorithme de recherche du flux optimal pour le contrôle fondé sur l'index d'observabilté 78
3.4.5 Résultats d'observation de la vitesse avec la commande fondée sur l'index d'observabilité 80
3.4.6 Formalisation sous forme de commande optimale 82
3.5 Dynamique d'observation et redémarrage de l'onduleur 84
3.5.1 Dynamique d'observation de la vitesse 84
3.5.2 Redémarrage de l'onduleur 86
3.6 Conclusion 87

3.1 Introduction

Comme nous l'avons montré au chapitre 1, il n'existe actuellement pas de solution générique pour la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. Les méthodes issues du traitement du signal sont très dépendantes du type de machine utilisée, et les méthodes issues de l'automatique sont limitées dans leur plage d'utilisation du fait de l'inobservabilité de la vitesse.

Pour comprendre précisément ce qu'impactait cette inobservabilité de la vitesse, une étude approfondie de l'observabilité d'un système à été menée au chapitre 2. Au cours de cette étude, nous avons montré que dans le cas d'un système inobservable, l'amélioration des performances

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

et des réglages d'un observateur ne peut pas être la solution pour permettre de fonctionner sur l'ensemble des points de fonctionnement, bien que ce soit une approche largement abordé lorsqu'il s'agit de réaliser la commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse [Suw05], [Sun16]. Dans ce chapitre 2, nous avons également abordé un problème auquel peu de gens se sont intéressés avant nous, à savoir quantifier de manière continue l'observabilité d'un système non-linéaire. Nous avons alors proposé la définition d'une mesure continue d'observabilité permettant de quantifier le degré d'observabilité d'un système et avons montré que cette mesure d'observabilité est représentative des performances de l'observateur d'un système.

Dans ce chapitre, nous nous proposons d'étudier comment modifier la commande de la machine asynchrone pour permettre d'améliorer les performances d'observation de la vitesse. L'observabilité de la vitesse de la machine asynchrone va donc être étudiée, à la fois dans le repère le plus adapté pour la commande et dans le repère utilisé pour l'observation. Au cours de cette étude, les conditions d'observabilité de la vitesse vont être précisées, et nous allons étudier l'impact du choix du modèle sur ces conditions d'observabilité. Nous allons également définir l'index d'observabilité, qui est une expression la plus simple possible du degré d'observabilité, pour l'utiliser dans la commande.

Nous allons ensuite synthétiser un observateur de vitesse pour la machine asynchrone sans capteur de vitesse permettant d'illustrer les performances d'observation de la vitesse. Le choix du modèle utilisé pour cet observateur de vitesse sera justifié, et nous porterons une attention particulière à la manière d'améliorer la précision de l'observateur que nous proposons par rapport aux observateurs couramment utilisés. Cet observateur sera utilisé lors d'expérimentations sur un simulateur numérique afin d'étudier la cohérence entre l'index d'observabilité que nous avons défini et les performances d'observation de l'observateur de vitesse.

L'index d'observabilité que nous avons défini permettant de prédire la qualité d'observation, nous tirerons profit du degré de liberté qu'offre le choix de l'amplitude du flux dans la commande de machine asynchrone pour imposer que l'index d'observabilité reste toujours au dessus d'un seuil donné. Nous proposerons alors une modification des commandes classiques de machine asynchrone, proposant ainsi une nouvelle commande de machine asynchrone adaptée à la commande sans capteur mécanique, la commande fondée sur l'index d'observabilité (CFIO). Des résultats expérimentaux sur simulateur numérique confirmerons que cette méthode innovante de commande permet de dépasser les limites des méthodes d'observation de la vitesse issues de l'automatique pour permettre de réaliser l'observation sur l'ensemble de la plage de vitesse et de couple.

Les conditions de fonctionnement propres à une application ferroviaire seront enfin étudiées. Il s'agit d'une part des cas de fonctionnement dans des conditions d'adhérence dégradée, en patinage et en enrayage, et d'autre part du cas du redémarrage de l'onduleur. À l'issue de ces essais, il sera possible de confirmer si la nouvelle commande proposée dans ce chapitre est bien compatible avec une application ferroviaire, et s'il peut s'agir d'une solution générique pour tout type de machine asynchrone.

3.2 Étude de l'observabilité de la vitesse

Avant de synthétiser un observateur, nous nous intéressons à l'observabilité de la vitesse d'une machine asynchrone dont les grandeurs mesurées sont les courants statoriques. Le modèle électrique de la machine a été présenté dans le premier chapitre. Plusieurs modélisations avaient alors été proposées pour la partie mécanique. Nous étudierons alors deux cas, selon que la vitesse est supposée lentement variable ou non. Jusqu'à maintenant, la littérature s'est uniquement intéressée à l'observabilité dans le repère (α,β) car il s'agit du repère le plus propice pour l'observation. Afin d'étudier la possibilité d'influencer l'observabilité de la vitesse à travers la commande, il semble intéressant d'étudier également cette observabilité dans le repère (d,q), repère le plus adapté à la commande. L'étude d'observabilité sera donc réalisée ici dans le repère (α,β) propice à l'observation et dans le repère (d,q) propice à la commande. Le lien entre les résultats dans ces deux repères sera également mis en évidence.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3.2.1 Vitesse considérée comme lentement variable

Étude dans le repère (α,β)

Lorsque la vitesse est supposée lentement variable, la machine asynchrone peut être modélisée dans le repère (α,β) par le système $\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)}$ présenté dans le système d'équations (3.1).

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases} \quad y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \tag{3.1}$$

Le vecteur d'état étant de dimension 5, et la mesure étant constituée de deux états, la matrice d'observabilité doit comporter au moins la mesure et ses deux premières dérivées. L'expression détaillée de cette matrice d'observabilité peut-être retrouvée dans [Vac13]. Pour faciliter la lecture de cette matrice d'observabilité, nous réalisons le changement de base dont les opérations sur les lignes sont détaillées en annexe (B.1). La matrice d'observabilité obtenue dans ce repère est présentée en (3.2).

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & \varphi_{r\beta} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dot{\varphi}_{r\beta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{r\alpha} \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Pour que cette matrice soit de rang plein, et donc que le système soit observable, il faut que $\dot{\varphi}_{r\alpha}$ ou $\dot{\varphi}_{r\beta}$ soit non-nul. Cette condition peut s'exprimer plus simplement comme en (3.3). Il s'agit donc que le vecteur de flux $\overline{\varphi_r}$ ne soit pas constant. Pour que ce vecteur de flux ne soit pas constant, il est souvent considéré qu'il suffit que sa fréquence de rotation, la pulsation statorique, soit non nulle, $\omega_s \neq 0$ [Can00].

$$\dot{\varphi}_{r\alpha} \neq 0 \cup \dot{\varphi}_{r\beta} \neq 0 \Rightarrow \dot{\varphi}_{r\alpha} + j\dot{\varphi}_{r\beta} \neq 0 \Rightarrow \overline{\dot{\varphi}_r} \neq 0 \tag{3.3}$$

Étude de l'observabilité dans le repère (d,q)

Lorsque la vitesse est supposée lentement variable, la machine asynchrone peut être modélisée dans le repère (d,q) par le système $\Sigma_{MA}^{(d,q)}$ présenté en équation (3.4).

$$\Sigma_{MA}^{(d,q)} : \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rq} + \frac{v_{sd}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{v_{sq}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases} \quad y = [i_{sd}, i_{sq}] \tag{3.4}$$

Pour les mêmes raisons que dans le paragraphe précédent, la matrice d'observabilité doit comporter au moins la mesure et ses deux premières dérivées. Pour faciliter la lecture de cette matrice d'observabilité, nous réalisons le changement de base dont les opérations sur les lignes sont détaillés en annexe (B.2). La matrice d'observabilité obtenue dans ce repère est présentée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

en (3.5).

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s \varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Pour que cette matrice soit de rang plein, et donc que le système soit observable, il faut que $\dot{\varphi}_{rd}$ ou $\omega_s \varphi_{rd}$ soit non-nul. Dans la mesure où le flux est généralement non-nul et d'amplitude constante, la condition d'observabilité $\omega_s \neq 0$ est retrouvée avec ces hypothèses.

Lien entre les études d'observabilité dans les deux repères

Si on exprime la dérivée du vecteur de flux $\overline{\varphi_r}$ depuis le repère (α,β) dans le repère (d,q), il est possible de retrouver l'expression de la condition d'inobservabilité quel que soit le repère d'origine (3.6).

$$\overline{\dot{\varphi}_r} \neq 0 \Rightarrow \dot{\varphi}_{r\alpha} + j\dot{\varphi}_{r\beta} \neq 0 \Rightarrow \frac{d\left(\varphi_{rd} e^{j\omega_s t}\right)}{dt} \neq 0 \Rightarrow \left(\dot{\varphi}_{rd} + \varphi_{rd}\omega_s\right) e^{j\omega_s t} \neq 0 \tag{3.6}$$

Une condition d'observabilité est donc que la pulsation statorique soit non-nulle ou que l'amplitude du flux ne soit pas constante.

Remarque 1 : L'expression du vecteur de flux $\overline{\varphi_r}$ dans les deux repères (α,β) et (d,q) montre que l'amplitude de ce vecteur de flux, $|\overline{\varphi_r}|$, est décrite par la valeur du flux sur l'axe (d), φ_{rd}. Par la suite, l'amplitude du vecteur de flux sera donc souvent notée φ_{rd}.
Dans la plupart des commandes de machine asynchrones, l'amplitude du flux est régulée à une grandeur constante. Lors d'un tel fonctionnement, la condition d'observabilité peut se ramener à la condition usuelle rencontrée dans la littérature que nous avions mentionnée en section 1.4.1, $\omega_s \neq 0$. Il est toutefois intéressant de remarquer que la variation de l'amplitude du flux peut permettre de retrouver l'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.

Comme nous l'avons montré en section 2.4.2, une condition d'observabilité obtenues avec l'étude de la condition du rang de la matrice d'observabilité définie pour un système non linéaire est une condition nécessaire d'observabilité. Nous allons étudier si la condition d'observabilité obtenue en (3.6) peut être également une condition suffisante. Pour savoir si cette condition nécessaire d'observabilité est une condition suffisante, il s'agit d'étudier si une information supplémentaire est apportée par les dérivées de la mesure d'ordres supérieurs, permettant de rendre la vitesse observable. La matrice d'observabilité d'un système non-linéaire est en effet de dimension infinie et seule les termes correspondants aux dérivées de la mesure d'ordre les plus faibles sont considérés. L'étude d'observabilité est donc menée de nouveau en augmentant l'ordre des dérivées.

Ajout de dérivées supplémentaires

Contrairement aux travaux existant qui s'intéressent aux conditions suffisantes d'observabilité [Can00], [Gha05], nous choisissons d'augmenter l'ordre des dérivées temporelles de la mesure sans faire d'hypothèse a priori sur les variations du flux. Il vient d'être montré que l'étude d'observabilité conduit au même résultat qu'elle soit réalisée dans le repère (α,β) ou dans le repère (d,q). L'étude de l'observabilité en augmentant l'ordre des dérivées temporelles est donc réalisée uniquement dans le repère (d,q) sans perte de généralité pour les conditions d'observabilité obtenues. En considérant les mesures et leurs trois premières dérivées temporelles, et avec le changement de base présenté en annexe (B.3), la matrice d'observabilité obtenue est donnée en (3.7). Par la suite, si l'ordre des dérivées temporelles est augmenté, seuls des termes de dérivée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

temporelle du flux seront ajoutés à la matrice d'observabilité.

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\dot{\varphi}_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\ddot{\varphi}_{rd} \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

Une condition nécessaire et suffisante pour que le système soit inobservable est donc que la pulsation statorique soit nulle et que l'ensemble des dérivées temporelles de l'amplitude du flux, φ_{rd}, soient nulles. Ces conditions sont rappelées en (3.8).

$$\begin{aligned} &\Sigma_{MA} \text{ inobservable } \Leftrightarrow \left((\omega_s = 0 \cup \varphi_{rd} = 0) \cap \forall k \in \mathbb{N}^*, \varphi_{rd}^{(k)} = 0\right) \\ &\Sigma_{MA} \text{ observable } \Leftrightarrow \left((\omega_s \neq 0 \cap \varphi_{rd} \neq 0) \cup \exists k, k \in \mathbb{N}^* | \varphi_{rd}^{(k)} \neq 0\right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

Dans la pratique, les points de fonctionnement pour lesquels la dérivée première de l'amplitude du flux est nulle mais les dérivées d'ordre supérieur ne le sont pas sont anecdotiques, d'autant plus que le flux est une grandeur ayant une dynamique lente. Les conditions d'observabilité (3.8) peuvent alors être simplifiées en se limitant à la dérivée première de l'amplitude du flux, ce qui correspond aux conditions d'observabilité obtenues en (3.6).

Grâce à cette étude plus poussée de l'observabilité de la machine asynchrone, il est possible de constater que les dérivées temporelles supplémentaires de la mesure n'apportent pas davantage d'information pour permettre de rendre le système observable. Par conséquent, la matrice d'observabilité d'ordre 6 que nous avons calculé plus tôt va être conservée, que ce soit dans le repère stationnaire (3.2) ou dans le repère tournant (3.5).

Exemple de trajectoire inobservable

L'étude d'observabilité ayant montré que le système peut être inobservable, il doit être possible d'expliciter des trajectoires indistinguables permettant de mettre en évidence l'inobservabilité des états de la machine asynchrone sans capteur de vitesse. Lorsqu'on étudie le fonctionnement sous la condition $\dot{\overline{\varphi_r}} = 0$, les équations de la machine asynchrone se simplifient comme montré dans le repère (α,β) en (3.9). L'évolution des courants est alors indépendante de la vitesse électrique et du flux de la machine, ce qui explique l'inobservabilité de la vitesse et du flux. Les deux premières équations du système permettent de décrire l'évolution des courants. Les deux équations suivantes conduisent à un système d'équation à trois inconnues, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$ et ω. Pour une commande ($v_{s\alpha}$,$v_{s\beta}$) donnée, il est possible de tracer le diagramme de phase décrivant les trajectoires empruntées par ces trois états. Pour cela, nous utilisons les données du train X60-b, train régional suédois, qui vont être utilisées pour une grande partie des simulations et essais par la suite. Les caractéristiques électriques et mécaniques de la chaîne de traction du train X60-b sont données en annexe D.

La figure 3.1 présente ce diagramme de phase pour onze valeurs de couple de consigne réparties entre le couple maximum, $T_{E_{max}}$, et le couple minimum, $-T_{E_{max}}$, par pas de 20% du couple maximum. L'amplitude du vecteur de tension appliqué varie selon la consigne de couple, mais son orientation reste identique d'une fois sur l'autre. Le fonctionnement étant à fréquence statorique nulle, l'orientation du vecteur de tension appliqué reste constante. Cette figure permet de constater qu'à très basse vitesse, plus le couple électrique est important en valeur absolue, plus les trajectoires inobservable à différents couples seront éloignées les unes des autres. Une erreur sur l'observation de la vitesse aura alors d'autant plus d'impact sur l'erreur d'observation du flux. Il sera possible de commettre une erreur d'observation importante sur l'ensemble du vecteur d'état. À l'inverse, plus la vitesse est importante, plus les trajectoires sont proches et convergent vers une même valeur de flux. L'erreur d'observation de l'ensemble du vecteur d'état sera plus faible.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_\sigma} i_{s\alpha} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_\sigma} i_{s\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} = \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} + \omega\varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} = -\omega\varphi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases} \quad y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \tag{3.9}$$

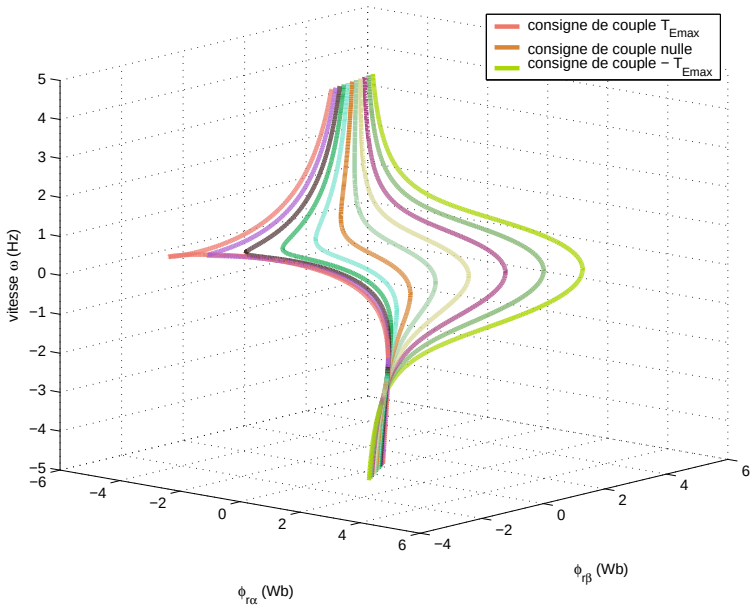


FIGURE 3.1 – Trajectoires de la vitesse et du vecteur de flux dans des conditions d'inobservabilité pour plusieurs consignes de couple.

Mesure d'observabilité

La matrice d'observabilité et les conditions d'observabilité du vecteur d'état ayant été définies, nous nous intéressons davantage à la quantification de l'évolution de l'observabilité à proximité des points inobservables. C'est pourquoi nous calculons à présent le degré d'observabilité des états de la machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant la mesure d'observabilité définie au chapitre 2, à savoir le déterminant du produit de la matrice d'observabilité par sa transposée. Comme nous avons montré l'équivalence entre la formulation de la matrice d'observabilité dans le repère stationnaire et dans le repère tournant, nous choisissons d'utiliser ici la formulation dans le repère tournant (d,q) car elle permet une interprétation physique plus directe. Le résultat du produit de la matrice d'observabilité par sa transposée est reporté en (3.10). La mesure d'observabilité qui en résulte, noté $\mu_{\Sigma_{MA}}$, est explicité en (3.11), le détail des calculs étant explicité en annexe (B.8). La condition binaire d'inobservabilité, à savoir le fonctionnement à flux constant et à pulsation statorique nulle [Vac13], est bien traduit par une annulation de cette mesure continue d'observabilité. Cette mesure continue d'observabilité permet de quantifier plus finement l'évolution des conditions d'observabilité lorsque le système est observable.

$$\mathcal{O}^T_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} \mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2 & 0 & \omega\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2 & -\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & \omega\varphi_{rd} & -\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} & \varphi_{rd}^2 + \omega_s^2\varphi_{rd}^2 + \dot{\varphi}_{rd}^2 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mu_{\Sigma_{MA}} = \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2\right)^2 \left(\omega_s^2 \varphi_{rd}^2 + \dot{\varphi}_{rd}^2\right) \tag{3.11}$$

Remarque 2 : L'expression de cette mesure d'observabilité (3.11) montre explicitement que le fonctionnement à vitesse nulle, $\omega = 0$, n'est pas un fonctionnement dans des conditions inobservables. L'inobservabilité des états de la machine asynchrone sans capteur de vitesse, qui limite les méthodes classiques d'observation de la vitesse, se produit donc bien à fréquence statorique nulle, et non pas à vitesse nulle. C'est une différence importante par rapport à un problème similaire, l'étude de l'observabilité des états d'une machine synchrone à aimants sans capteurs mécaniques pour laquelle l'inobservabilité se produit à vitesse nulle.

3.2.2 Vitesse considérée comme variable

Choix du modèle mécanique utilisé

Nous considérons désormais la vitesse comme une grandeur variable dans le temps. Le modèle utilisant l'équation mécanique permettant de décrire l'évolution de la vitesse est alors utilisé avec un couple de charge T_L supposé lentement variable. Ce modèle est présenté dans le repère (α,β) en équation (3.12) et dans le repère (d,q) en équation (3.13). L'étude d'observabilité et la définition d'une mesure d'observabilité est réalisée de nouveau avec cette modélisation de l'évolution de la vitesse pour étudier les variations des conditions d'observabilité dues à ce changement de modèle.

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq} L_r}(i_{s\beta}\varphi_{r\alpha} - i_{a\alpha}\varphi_{r\beta}) - \frac{N_p}{J_{eq}} T_L \\ \dot{T}_L = 0 \end{cases} \quad y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \tag{3.12}$$

$$\Sigma_{MA}^{(d,q)} : \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rq} + \frac{v_{sd}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{v_{sq}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \\ \dot{\omega} = \frac{N_p^2 L_m}{J_{eq} L_r} i_{sq}\varphi_{rd} - \frac{N_p}{J_{eq}} T_L \\ \dot{T}_L = 0 \end{cases} \quad y = [i_{sd}, i_{sq}] \tag{3.13}$$

Étude de l'observabilité

Avec les changements de bases réalisés par les opérations sur les lignes et les colonnes présentées en annexe, respectivement pour le repère (α,β) (B.4) et et pour le repère (d,q) (B.5), les matrices d'observabilités sont obtenues dans les repères (α,β) (3.14) et (d,q) (3.16). Les conditions d'observabilité correspondantes sont données en (3.15) pour les calculs dans le repère (α,β) et en (3.17) dans le repère (d,q).

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & \varphi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{r\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{\omega} & \dot{\varphi}_{r\beta} & -\varphi_{r\beta} \\ 0 & 0 & -\dot{\omega} & 0 & -\dot{\varphi}_{r\alpha} & \varphi_{r\alpha} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)\left(\varphi_{r\alpha}\dot{\varphi}_{r\beta}-\varphi_{r\beta}\dot{\varphi}_{r\alpha}\right)+\left(\frac{R_r}{L_r}\right)\dot{\omega}\left(\varphi_{r\alpha}^2+\varphi_{r\beta}^2\right)\neq 0 \tag{3.15}$$

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}}=\begin{bmatrix}1&0&0&0&0&0\\0&1&0&0&0&0\\0&0&\frac{R_r}{L_r}&\omega&0&0\\0&0&-\omega&\frac{R_r}{L_r}&-\varphi_{rd}&0\\0&0&0&\dot{\omega}&\omega_s\varphi_{rd}&0\\0&0&-\dot{\omega}&0&-\dot{\varphi}_{rd}&\varphi_{rd}\end{bmatrix} \tag{3.16}$$

$$\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)\omega_s\varphi_{rd}^2+\frac{R_r}{L_r}\dot{\omega}\varphi_{rd}^2\neq 0 \tag{3.17}$$

De la même manière que précédemment, il est possible de faire le lien entre ces deux études en considérant le vecteur de flux, $\overline{\varphi_r}$, indépendamment du repère dans lequel il est considéré. Nous retrouvons alors la condition d'observabilité proposée dans [Kot15a] que nous explicitons dans (3.18).

$$\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)\overline{\varphi_r}\wedge\dot{\overline{\varphi_r}}+\frac{R_r}{L_r}\dot{\omega}|\overline{\varphi_r}|^2\neq 0 \tag{3.18}$$

L'analyse des cas d'inobservabilité qui en découle est plus difficile à mener, d'autant plus qu'elle dépend du signe de la dérivée de la vitesse. On retrouve toutefois la condition d'observabilité précédente exprimée lorsque vitesse est modélisée constante (3.6), à savoir la vitesse est constante et la pulsation statorique nulle, ou l'amplitude du flux est nulle.

Ajout de dérivées supplémentaires

La conditions d'observabilité obtenue est seulement une condition nécessaire d'observabilité. Nous allons étudier s'il peut s'agir d'une condition suffisante. Pour savoir si cette condition nécessaire d'observabilité est également une condition suffisante, il s'agit d'étudier si une information supplémentaire est apportée par les dérivées de la mesure d'ordres supérieurs, permettant ici de rendre la vitesse observable. L'étude d'observabilité est donc menée de nouveau en augmentant l'ordre des dérivées.

En ajoutant des termes de dérivées temporelles supplémentaires de la mesure, nous obtenons la matrice (3.19) présentée ici après changement de base depuis le système mis en équations dans le système (d,q). Il vient d'être montré que l'étude d'observabilité conduit au même résultat qu'elle soit réalisée dans le repère (α,β) ou dans le repère (d,q). L'étude de l'observabilité en augmentant l'ordre des dérivées temporelles est réalisée uniquement dans le repère (d,q) sans perte de généralité pour les conditions d'observabilité obtenues. Les conditions d'observabilité et d'inobservabilité qui résultent de cette étude sont explicitées en (3.20). Ces conditions d'observabilité sont modifiées par le changement de modélisation de la vitesse puisqu'une condition d'observabilité supplémentaire apparaît, liée à la dynamique de la vitesse. Dans le cas d'une application pratique, les cas d'utilisation pour lesquels la vitesse ou le flux ont une dérivée première nulle mais une dérivée d'ordre supérieure non-nulle restent anecdotiques. Les conditions pratiques d'observabilité que nous considérons restent donc inchangées lorsqu'on ne considère plus la vitesse constante, et la condition obtenue en (3.6) peut être conservée. Comme cela avait été le cas lors de l'étude d'observabilité avec la vitesse modélisée constante, si les conditions théoriques d'observabilité sont modifiées par l'ajout de termes en dérivée seconde, les conditions pratiques restent inchangées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{\omega} & \omega_s\varphi_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & -\dot{\omega} & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} & \varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & \ddot{\omega} & \omega_s\dot{\varphi}_{rd} & -\omega_s\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & -\ddot{\omega} & 0 & -\ddot{\varphi}_{rd} & \dot{\varphi}_{rd} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

$$\begin{aligned} &\Sigma_{MA} \text{ inobservable } \Leftrightarrow \left(\left((\omega_s = 0 \cup \varphi_{rd} = 0) \cap \forall k \in \mathbb{N}^*, \varphi_{rd}^{(k)} = 0\right) \cap \left(\varphi_{rd} = 0 \cup \forall k \in \mathbb{N}^*, \omega^{(k)} = 0\right)\right) \\ &\Sigma_{MA} \text{ observable } \Leftrightarrow \left(\left((\omega_s \neq 0 \cap \varphi_{rd} \neq 0) \cup \exists k, k \in \mathbb{N}^* | \varphi_{rd}^{(k)} \neq 0\right) \cup \left(\varphi_{rd} \neq 0 \cap \exists k, k \in \mathbb{N}^* | \omega^{(k)} \neq 0\right)\right) \end{aligned} \tag{3.20}$$

Mesure d'observabilité

Les conditions d'observabilité ont été modifiées par le changement de modélisation de la vitesse, même si ces modifications ont peu d'impact sur les conditions pratiques d'observation. Nous allons donc nous intéresser à la modification que le changement de modélisation de la vitesse peut entraîner sur le degré d'observabilité.

Le calcul de la mesure d'observabilité se fait en calculant le produit de la matrice d'observabilité par sa transposée (3.21). La matrice d'observabilité qui n'utilise que la mesure et ses deux premières dérivées temporelles (3.16) étant la plus simple, c'est celle qui est utilisée pour ce calcul. La mesure d'observabilité du système avec la vitesse considérée variable est donné en (3.22), le détail des calculs étant explicité en annexe (B.9).

$$\mathcal{O}^T_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}}\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2 + \dot{\omega}^2 & 0 & \omega\varphi_{rd} + \dot{\omega}\dot{\varphi}_{rd} & -\dot{\omega}\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & \left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2 + \dot{\omega}^2 & -\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + \omega_s\dot{\omega}\varphi_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & \omega\varphi_{rd} + \dot{\omega}\dot{\varphi}_{rd} & -\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + \omega_s\dot{\omega}\varphi_{rd} & \varphi_{rd}^2 + \omega_s^2\varphi_{rd}^2 + \dot{\varphi}_{rd}^2 & -\varphi_{rd}\dot{\varphi}_{rd} \\ 0 & 0 & -\dot{\omega}\varphi_{rd} & 0 & -\varphi_{rd}\dot{\varphi}_{rd} & \varphi_{rd}^2 \end{bmatrix} \tag{3.21}$$

$$\mu_{\Sigma_{MA}} = \left(\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2\right)\omega_s + \frac{R_r}{L_r}\dot{\omega}\right)^2 \varphi_{rd}^4 \tag{3.22}$$

De la même manière que pour l'étude de l'observabilité, le fait de modéliser l'évolution de la vitesse fait apparaître une condition sur la vitesse qui doit être constante pour annuler cette mesure d'observabilité. Par rapport à la mesure d'observabilité calculée avec une vitesse modélisée comme constante, les termes en dérivée de l'amplitude du flux ont disparus, et les calculs sont plus complexes, notamment pour le flux qui apparaît élevé à la puissance 4, là où seul le carré du flux intervenait.

3.2.3 Mesure d'observabilité choisie, définition de l'index d'observabilité

Parmi les deux mesures d'observabilité que nous avons calculées, nous choisissons celle qui semble apporter le plus d'information sur l'observabilité du système et dont la complexité est la moins importante. Dans (3.11), l'apport de la variation d'amplitude du flux aux conditions d'observabilité est pris en compte sans que l'apport de la variation de la vitesse ne le soit. À l'inverse, dans (3.22), l'apport de la variation de vitesse est pris en compte sans que l'apport de la variation de l'amplitude du flux ne le soit. D'une part, l'évolution de la vitesse est imposée par le fonctionnement de la machine et d'autre part, les modifications qu'il est possible d'apporter grâce à la commande qui feraient vibrer la machine ne sont pas souhaitables, comme nous l'avions évoqué

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

en section 1.4.2 pour l'injection à basse fréquence. La mesure d'observabilité (3.22) est donc plus précise que (3.11) sur la dynamique de la vitesse qui est une grandeur subie par le pilotage, et la mesure d'observabilité (3.11) est plus précise que (3.22) sur la dynamique de l'amplitude du flux qui est une grandeur sur laquelle le pilotage peut agir. La mesure d'observabilité (3.11) est également plus simple à calculer puisque les termes n'apparaissent élevés qu'au carré alors qu'ils le sont à la puissance 4 dans (3.22). La mesure d'observabilité que nous considérons est donc celle où la vitesse est considérée comme lentement variable (3.11).

Dans (3.11), la vitesse et la constante de temps rotorique, $\frac{L_r}{R_r}$, étant considérées comme imposées par le fonctionnement de la machine, la mesure d'observabilité de la machine asynchrone que nous considérons ici peut être simplifiée. Cette simplification de la mesure d'observabilité (3.11) que nous appelons index d'observabilité, noté μ, et que nous utiliserons dans la suite de ce chapitre est présenté en (3.23).

$$\mu = (\varphi_{rd}\omega_s)^2 + \dot{\varphi}_{rd}^2 \tag{3.23}$$

Lorsque l'amplitude du flux sera considérée constante, ce qui est le cas dans beaucoup d'applications, cet index d'observabilité pourra prendre une forme simplifiée présentée en (3.24).

$$\mu_{\varphi_{const}} = (\varphi_{rd}\omega_s)^2 \tag{3.24}$$

À partir de l'expression de la fréquence de glissement (1.21) et de l'expression du couple (1.25), le glissement de la machine est exprimé en (3.25) à partir du flux φ_{rd} et du couple électrique T_E.

$$\omega_r = \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}^2} \tag{3.25}$$

L'utilisation de cette expression du glissement permet d'exprimer l'index d'observabilité $\mu_{\varphi_{const}}$ à partir de la vitesse et du couple de la machine (3.26).

$$\mu_{\varphi_{const}} = (\varphi_{rd}\omega_s)^2 = \left(\varphi_{rd}\omega + \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 \tag{3.26}$$

3.2.4 Apport de l'index d'observabilité

Dans la littérature, l'analyse de l'observabilité de la vitesse de la machine asynchrone a été faite en considérant les points inobservables comme les points à fréquence statorique nulle. Pour un fonctionnement à flux constant et non nul, l'index d'observabilité que nous venons de définir (3.24) ne peut en effet s'annuler que lorsque la fréquence statorique s'annule. Lors d'un tel fonctionnement, les points inobservables décrivent une droite dans le plan (vitesse, couple), appelée droite d'inobservabilité [Can00]. Nous avons tracé cette droite d'inobservabilité en figure 3.2 afin de réaliser une analyse plus fine.

Sur cette figure, il apparait clairement que les points de fonctionnement inobservables correspondent à des zones où le couple et la vitesse sont de signes opposés. Dans une application ferroviaire, cela correspond au freinage électrique ou à la reprise de dérive (équivalent pour la conduite automobile à un démarrage en côte lorsque la voiture part légèrement en marche arrière lors du démarrage). Sur cette figure, le couple maximal du moteur est également présenté. Il apparait ainsi une zone de vitesse au sein de laquelle l'inobservabilité de la vitesse peut se produire, selon la valeur du couple électrique. Cette zone de vitesse dépend également de la valeur de l'amplitude du flux. Cette zone de vitesse décrivant uniquement des points à basse vitesse, nous définissons de cette manière ce que nous appelons zone à basse vitesse, ou fonctionnement à basse vitesse, dans le cadre de l'observation de la vitesse de la machine : la zone de vitesse dans laquelle l'index d'observabilité de la machine peut s'annuler.

Lorsqu'on prend en considération l'index d'observabilité défini en (3.24), il devient possible, grâce à l'expression donnée en (3.26), de tracer non seulement les points inobservables, mais également l'évolution de l'index d'observabilité selon le couple et la vitesse. La figure 3.3 présente l'évolution sur la zone à basse vitesse de l'index d'observabilité pour une machine asynchrone donnée. Pour cela, nous utilisons de nouveau les données du train X60-b, train régional suédois. Lorsque cet index d'observabilité prend une valeur nulle, on retrouve la droite d'inobservabilité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

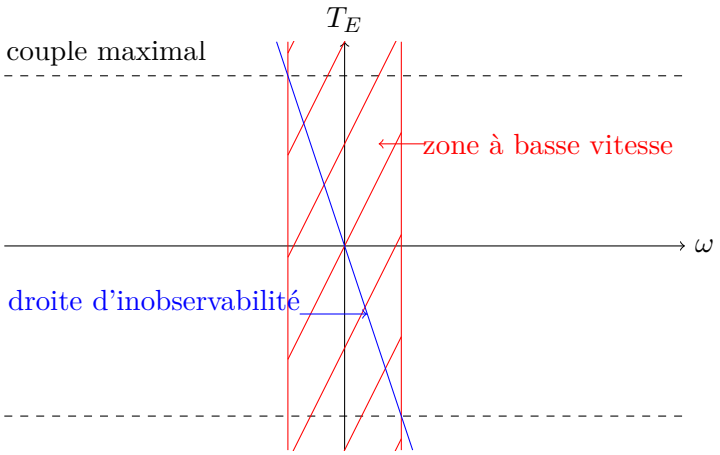


FIGURE 3.2 – Droite d'inobservabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal.

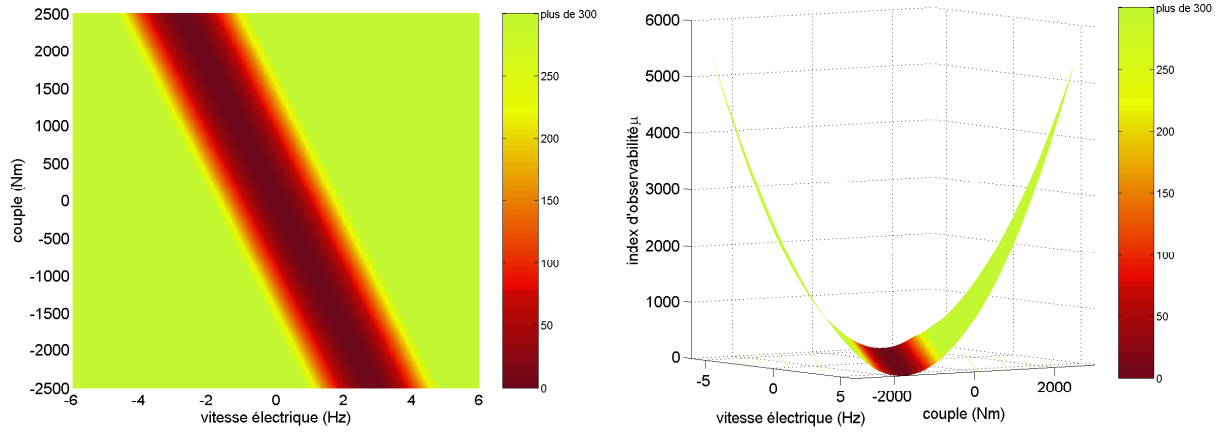


FIGURE 3.3 – Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal d'un moteur X60-b.

présentée en figure 3.2, mais cela permet surtout de voir l'évolution de l'observabilité de la machine autour de ces points inobservables.

3.3 Mise en place d'un observateur de vitesse

L'analyse d'observabilité ayant été réalisée, nous synthétisons à présent un observateur des états de la machine asynchrone. Avant de synthétiser cet observateur, il s'agit de déterminer le modèle de la machine utilisé dans cet observateur.

3.3.1 Modélisation choisie

Le repère (α,β), lié au stator, offre l'avantage que les mesures de courant sont réalisées dans un repère fixe par rapport à ce repère (α,β). Les mesures de courant sont alors parfaitement connues, à l'inverse des mesures dans le repère tournant (d,q) qui nécessitent la connaissance préalable de la position du flux rotorique qu'on ne connaît par a priori. En contrepartie, les courants et flux considérés dans le repère (α,β) sont des grandeurs sinusoïdales, ce qui impose, au niveau de l'implémentation en temps réel, de travailler à une fréquence suffisamment élevée pour pouvoir suivre cette évolution sinusoïdale. Couramment, on demandera d'avoir un rapport au moins 10 entre la fréquence de calcul de l'observateur et la fréquence de ces grandeurs. Pour l'observation des grandeurs de la machine, le repère fixe (α,β) est privilégié afin de tirer parti de la connaissance exacte des courants mesurés.

Le chapitre 1 présentait plusieurs manières de modéliser la partie mécanique de la machine

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

(1.26), (1.27) ou (1.28). Dans le cadre d'une application ferroviaire, le couple de charge T_L ne peut être considéré comme connu. Il dépend de la pente de la voie et de l'adhérence roue-rail, qui sont des paramètres mal connus ou inconnus. Il est possible de prévoir que ce couple de charge variera régulièrement puisqu'il dépend essentiellement du profil de la voie et de la masse du train. La modélisation de la patrie mécanique de la vitesse (1.27) ne peut donc pas être utilisée.

L'inertie $J_{éq}$ dépend quant à elle de la masse du train et de l'adhérence puisque la masse à considérer est celle du train ramenée à l'arbre moteur lors d'un fonctionnement normal, et la masse de la roue ramenée à l'arbre moteur lors d'un patinage ou d'un enrayage. Le couple de charge variera donc continument et l'inertie variera plus ponctuellement mais avec une plus grande amplitude et de manière discontinue. La variation de l'inertie lors d'un patinage ou d'un enrayage étant d'une grande amplitude, jusqu'à un facteur 30, il semble difficile qu'un observateur de vitesse utilisant dans son modèle une valeur constante de cette inertie soit robuste aux variations de cette inertie. Plutôt que de modéliser la partie mécanique de la machine avec le modèle (1.28) dont on sait qu'il est faux lors des phases de patinage et d'enrayage, nous préférons ne pas faire de présupposé sur l'évolution de la vitesse et modéliser cette dernière comme lentement variable. Le modèle mécanique utilisé est celui pour lequel l'évolution de la vitesse est supposée lentement variable (1.26). Ce modèle complet, prenant en compte la partie électrique et la partie mécanique est présenté en (3.27) il s'agit du même modèle que celui présenté en (3.1).

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases} \quad (3.27)$$
$$y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]$$

L'observateur que nous allons utiliser pour la machine asynchrone sans capteur de vitesse permettra d'observer les deux composantes du flux, $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ et la vitesse électrique ω.

3.3.2 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu

Nous avions montré en section 1.4.1 qu'un grand nombre d'observateurs de types différents a déjà été utilisé pour cette observation, sans qu'un observateur donné ne présente de performances significativement meilleures que celles des autres types d'observateur. Nous choisissons d'utiliser un filtre de Kalman étendu pour tirer profit de la robustesse qu'il présente aux bruits de mesure et de modèle, et parce qu'il constitue un exemple très connu pour montrer l'amélioration des performances d'observation obtenue grâce à la méthode d'observation de la machine asynchrone que nous proposons dans ce chapitre.

Un observateur de Kalman étendu est un observateur largement utilisé dont la forme est connue. Toutefois, lors de l'application de cet observateur à la machine asynchrone sans capteur de vitesse, nous avons été particulièrement attentifs à la méthode de discrétisation utilisée afin de réduire l'erreur d'observation qu'elle induit. Une évaluation de l'erreur d'observation due à une linéarisation à l'ordre 1, avec la méthode d'Euler, a par exemple été réalisée en [Alo15]. D'autre part, la commande de la machine pouvant être réalisée à fréquence variable, la place de l'observateur par rapport à cette commande a été étudiée précisément. Nous rappelons donc la structure générale d'un filtre de Kalman étendu pour pouvoir étudier ces deux points de manière plus approfondie.

Structure générale d'un filtre de Kalman étendu

Un filtre de Kalman étendu réalise l'observation discrète des états d'un système non-linéaire. Trois phases sont nécessaires, la discrétisation, la prédiction et la correction. L'état réel de la machine est noté x_k et les états observés sont notés $x_{k|k}$ après la phase de correction et $x_{k|k+1}$ après la phase de prédiction.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Discrétisation Considérons le système non-linéaire Σ_{NL} présenté en (3.28). La discrétisation de ce système permet de définir une fonction $\mathcal{F}$ permettant d'expliciter l'état au coup suivant, x_{k+1}, à partir de l'état et de la commande actuels, x_k et u_k, et de la période d'échantillonnage, T_e. La manière dont est calculée cette fonction $\mathcal{F}$ dépend de la discrétisation choisie. C'est la partie la plus importante du filtre de Kalman étendu car la précision de l'observation dépend pour beaucoup de la qualité de cette discrétisation [Jul04].

$$\Sigma_{NL} : \left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x,u) \\ y = h(x) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} x_{k+1} = \mathcal{F}(x_k, u_k, T_e) \\ y_k = h(x_k) \end{array} \right. \tag{3.28}$$

La linéarisation consiste à calculer les matrices d'état permettant de représenter localement le système non-linéaire Σ_{NL} comme un système linéaire, noté $\tilde{\Sigma}_{NL}$. Ces matrices sont notées A_k, B_k et C_k. Cette linéarisation est présentée en (3.29).

$$\tilde{\Sigma}_{NL} : \left\{ \begin{array}{l} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \\ y_k = C_k x_k \end{array} \right. , \quad \begin{array}{l} A_k = \frac{\partial \mathcal{F}(x_k,u_k,T_e)}{\partial x_k} = \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial x}|_k \quad B_k = \frac{\partial \mathcal{F}(x_k,u_k,T_e)}{\partial u_k} = \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial u}|_k \\ C_k = \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} = \frac{\partial h}{\partial x}|_k \end{array} \tag{3.29}$$

Prédiction La phase de prédiction consiste à prédire l'état et la matrice de covariance à l'instant $k+1$ à partir de la connaissance du système à l'instant k, en utilisant la discrétisation choisie, notée $\mathcal{F}$. L'état et la matrice de covariance prédits sont respectivement notés $x_{k+1|k}$ et $P_{k+1|k}$. L'équation (3.30) présente cette étape de prédiction. La matrice Q est une matrice qui représente la confiance que l'on a dans la modélisation du système. Elle permet de réaliser le réglage du filtre de Kalman.

$$\begin{array}{l} x_{k+1|k} = \mathcal{F}(x_{k|k}, u_k, T_e) \\ P_{k+1|k} = A_k P_{k|k} A_k^T + Q \end{array} \tag{3.30}$$

Correction La phase de correction consiste à corriger l'état prédit et la matrice de covariance prédite à l'instant $k+1$ à l'aide de la mesure de l'état à l'instant $k+1$, y_{k+1}. L'état et la matrice de covariance corrigés sont respectivement notés $x_{k+1|k+1}$ et $P_{k+1|k+1}$. Pour cela, le gain de Kalman à l'instant $k+1$, noté K_{k+1}, est calculé avant d'être utilisé dans la correction. L'équation (3.31) présente cette étape de correction. La matrice R est une matrice qui représente la confiance que l'on a dans la mesure. Avec la matrice Q, elle permet de réaliser le réglage du filtre de Kalman.

$$\begin{array}{l} K_{k+1} = P_{k+1|k} C_{k+1}^T \left(C_{k+1} P_{k+1|k} C_{k+1}^T + R \right)^{-1} \\ x_{k+1|k+1} = x_{k+1|k} + K_{k+1} \left(y_{k+1} - h(x_{k+1|k}) \right) \\ P_{k+1|k+1} = \left(I - K_{k+1} C_{k+1} \right) P_{k+1|k} \end{array} \tag{3.31}$$

La figure 3.4 présente de manière condensée l'ensemble de ces opérations.

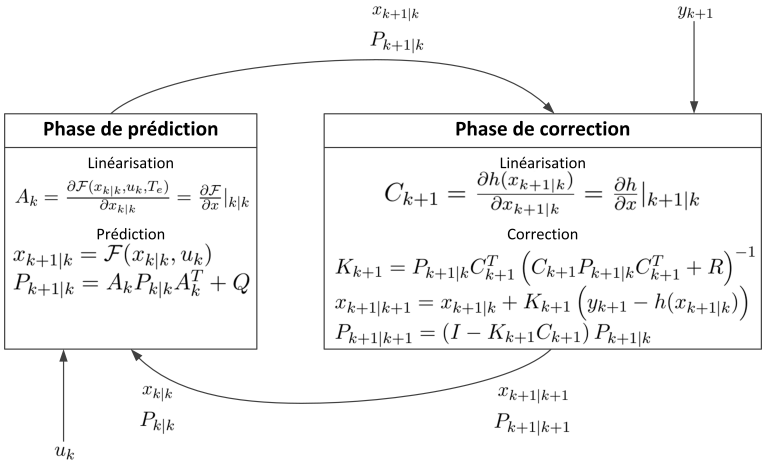
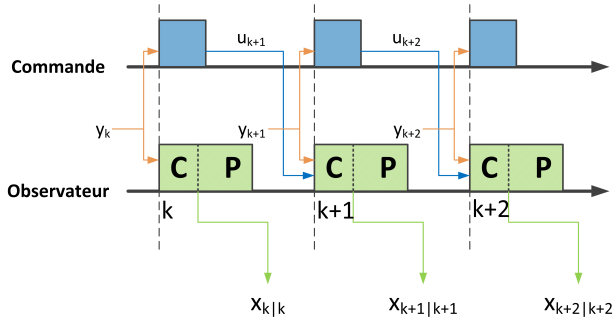


FIGURE 3.4 – Diagramme des opérations réalisées dans un filtre de Kalman étendu.

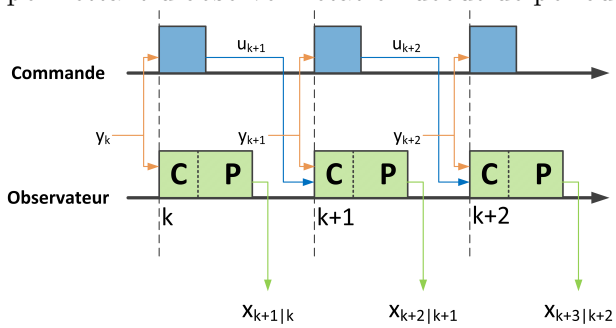
Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Synchronisation entre observation et commande Les figures 3.5 et 3.6 présentent les chronogrammes de l'observateur de Kalman dans deux cas, respectivement selon que l'observateur est synchronisé avec la commande et désynchronisé de la commande. Par exemple, en figure 3.5.(a) pour laquelle l'observateur fournit l'état observé en début de période de calcul en étant synchronisée avec la commande, à l'instant $k+1$, l'observateur utilise la connaissance interne de l'état prédit, $x_{k+1|k}$, et la mesure, y_{k+1}, pour réaliser la phase de correction (C). La valeur corrigée, $x_{k+1|k+1}$, synchronisée avec la mesure, est communiquée à l'extérieur par l'observateur. L'observateur utilise ensuite la connaissance de la commande appliquée entre l'instant $k+1$ et l'instant $k+2$ pour réaliser la prédiction (P) de l'état, $x_{k+2|k+1}$.

Selon l'instant auquel l'état est communiqué à l'extérieur, l'observateur peut délivrer deux informations, ou bien l'état observé tel qu'il était au début de la période de calcul, $x_{k|k}$ (figures 3.5.(a) et 3.6.(a)), ou bien l'état prédit tel qu'il devrait être à la fin de la période de calcul avec la connaissance de la mesure provenant du début de la période de calcul, $x_{k+1|k}$ (figures 3.5.(b) et 3.6.(b)). Les informations nécessaires pour ces calculs diffèrent selon que l'on veuille obtenir la valeur observée, $x_{k|k}$, ou la valeur prédite, $x_{k+1|k}$. Notons qu'il est impossible d'obtenir la valeur prédite lorsque l'observateur et la commande sont désynchronisés car il est alors nécessaire, pour réaliser la phase de prédiction, de connaître une commande qui n'est pas encore calculée. Il existe donc trois ordonnancements possibles de l'observateur et de la commande correspondant aux chronogrammes présentés aux figures 3.5.(a), 3.5.(b) et 3.6.(a).



(a) Observateur permettant d'observer l'état en début de période de calcul, $x_{k|k}$.



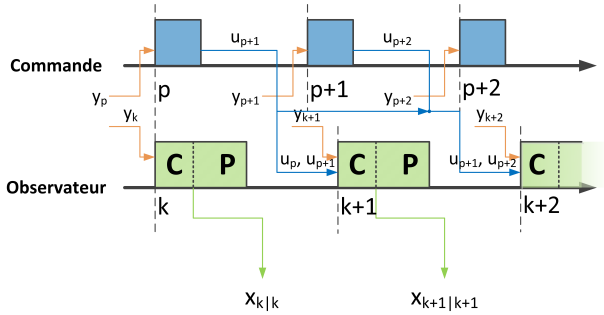
(b) Observateur permettant de prédire l'état en fin de période de calcul, $x_{k+1|k}$.

FIGURE 3.5 – Chronogrammes d'un filtre de Kalman synchronisé avec la commande.

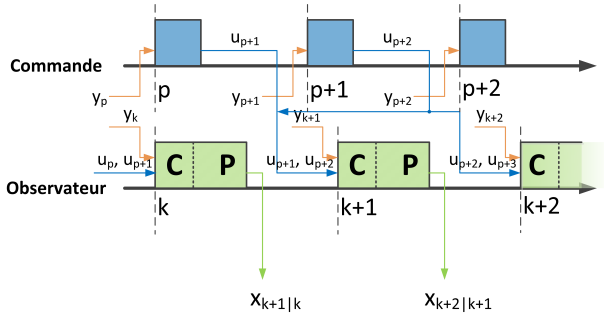
Structure du filtre de Kalman étendu utilisé pour la machine asynchrone

Parmi les différents ordonnancements possibles entre l'observateur et la commande, nous choisissons de synchroniser l'observateur et la commande. Cette structure est en effet celle qui permet de s'insérer le plus facilement dans la commande existante qui peut être exécutée à fréquence variable. Nous choisissons également d'observer l'état en début de période de calcul, $x_{k|k}$, car cela permet, si besoin, de désynchroniser l'observation de la commande plus simplement. Dans notre cas, l'observateur et la commande étant implémentés sur un même contrôleur, il n'est pas possible de réaliser la commande et l'observation en parallèle (sauf en multiplexant les tâches, ce qui augmenterait le temps de calcul). Nous choisissons de réaliser l'observation dans un premier temps puis la commande qui utilise comme entrée les grandeurs mesurées et observées. La figure 3.7 présente la structure choisie.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



(a) Observateur permettant d'observer l'état en début de période de calcul, $x_{k|k}$.



(b) Observateur permettant de prédire l'état en fin de période de calcul, $x_{k+1|k}$.

FIGURE 3.6 – Chronogrammes d'un filtre de Kalman désynchronisé de la commande.

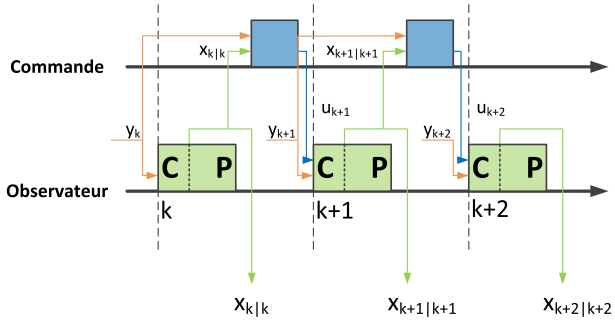


FIGURE 3.7 – Chronogramme de la structure choisie pour l'observateur de vitesse et la commande.

3.3.3 Synthèse d'un filtre de Kalman étendu pour la machine asynchrone

Pour écrire le modèle de la machine asynchrone qui a été choisi en (3.27), nous choisissons d'adopter une représentation matricielle présentée en (3.32). Ce modèle est ensuite utilisé pour synthétiser un filtre de Kalman étendu permettant d'observer le vecteur d'état. Une des originalités du filtre de Kalman étendu que nous utilisons tient dans la discrétisation choisie qui est une discrétisation exacte [Ard11]. Elle est plus poussée que celle de beaucoup de filtres utilisés dans la littérature qui se contentent d'une linéarisation à l'ordre 1 en utilisant la méthode d'Euler [Alo15].

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) & 0 & \frac{L_m}{L_\sigma L_r}\frac{R_r}{L_r} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r}\omega & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r}\omega & \frac{L_m}{L_\sigma L_r}\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

Pour discrétiser le système (3.32), les dynamiques de la partie électrique et de la partie mécanique sont séparées. La partie électrique est regroupée dans un vecteur d'état noté X_e et la partie mécanique correspond à la vitesse, ω. La matrice d'évolution des états électriques est

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

notée A_1 et elle varie avec la vitesse ω. La commande est noté u et la matrice de commande B. La forme du système est présentée en (3.33).

$$\begin{cases} \dot{X}_e = A_1(\omega)X_e + Bu \\ \dot{\omega} = 0 \end{cases} , X_e = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

Lors de la discrétisation, la partie électrique est discrétisée de manière exacte en la considérant comme un système linéaire à paramètre variant (LPV) dont la vitesse ω est le paramètre variant. La discrétisation de la partie mécanique est facile à réaliser puisque la vitesse est modélisée comme constante. L'évolution du système discrétisé qui en résulte est présentée en (3.34), où T_e est la période de la discrétisation.

$$\begin{cases} X_{e\,k+1} = e^{A_1(\omega_k)T_e} X_{e\,k} + \int_0^{T_e} e^{A_1(\omega_k)\tau} B u(\tau) \mathrm{d}\tau \\ \omega_{k+1} = \omega_k \end{cases} \tag{3.34}$$

Il est ainsi possible d'expliciter en (3.35) la fonction $\mathcal{F}$ utilisée pour la synthèse du filtre de Kalman étendu. Dans tous les calculs de la phase de correction du filtre de Kalman, le fait que la matrice A_1 soit dépendante de la vitesse ω sera bien pris en compte.

$$\mathcal{F} = \begin{bmatrix} e^{A_1(\omega_k)T_e} X_{e\,k} & \vdots & 0 \\ \cdots\cdots & & \cdots \\ 0 & \vdots & \omega_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \int_0^{T_e} e^{A_1(\omega_k)\tau} B u(\tau) \mathrm{d}\tau \\ \cdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

Une autre particularité du filtre de Kalman étendu utilisé, qui améliore également la précision de l'observation, est que la prédiction prend en compte les découpes de la MLI pour obtenir une expression exacte du terme d'évolution forcée [Lef12]. L'ensemble des calculs du filtre de Kalman étendu sont détaillés dans l'annexe C.

Le filtre de Kalman étendu que nous venons de décrire est utilisé dans un environnement hardware in the loop (HIL). Pour cela, le simulateur numérique d'Alstom, SITRA 1, est utilisé. La commande est la commande de traction développée par Alstom qui est de type commande vectorielle, adaptée aux contraintes de la traction électrique ferroviaire. L'observateur a été implémenté dans l'électronique de commande standard d'Alstom, Agate 3, utilisant un DSP dont la fréquence d'horloge est de 80 MHz. L'ensemble de la chaîne de traction du train, aussi bien électrique que mécanique, est simulée en temps réel dans le simulateur. La figure 3.8 présente l'environnement de cette simulation HIL. Les simulations sont réalisées avec les données du projet X60-b, dont les caractéristiques électriques et mécaniques sont données en annexe D. Deux machines asynchrones étant présentes en parallèle sur le même onduleur, la machine simulée en HIL est la machine équivalente, de puissance double. L'avantage de la simulation HIL est que, dans un premier temps, il est possible de considérer les paramètres électriques comme parfaitement connus, et donc de traiter l'observation de la vitesse et celle des paramètres électriques de manière indépendante. Grâce à cette simulation, il est également possible d'obtenir des mesures de l'état du moteur qui ne sont plus facilement disponibles lors d'essais sur une machine, notamment la valeur du flux au sein du moteur.

Le filtre de Kalman est réglé de la manière suivante : la matrice de covariance P est initialisée à la matrice nulle, la matrice de bruit de mesure, R, est donnée en (3.36) et la matrice de bruit de modèle, Q, en (3.37).

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 \\ 0 & 10^{-2} \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5.10^{-5} \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



FIGURE 3.8 – Environnement des simulations HIL réalisées au simulateur numérique d'Alstom.

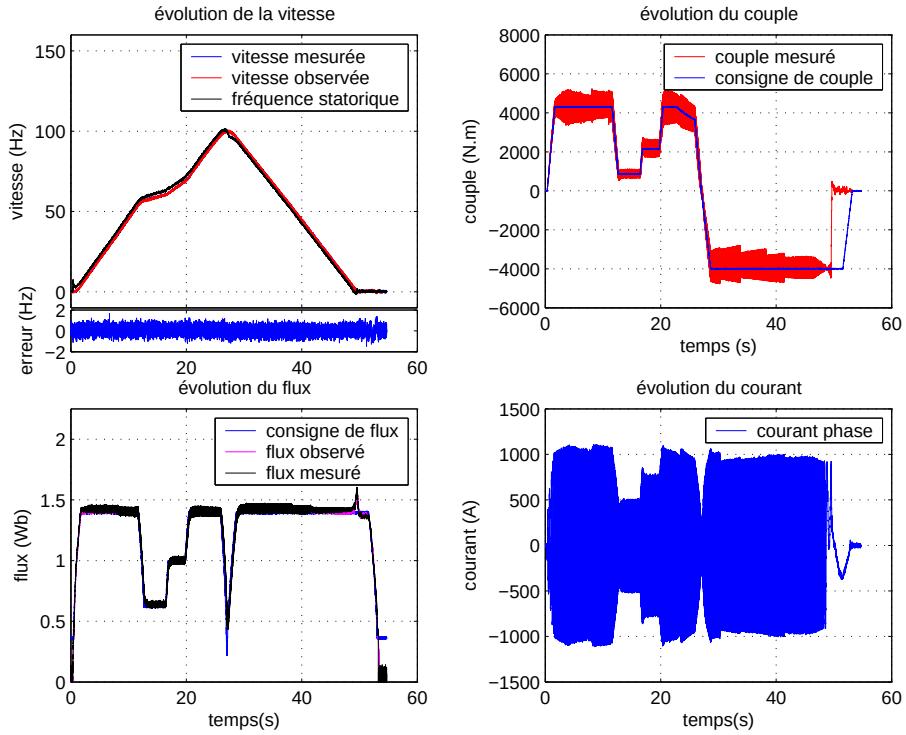


FIGURE 3.9 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à vitesse élevée réalisé en HIL.

3.3.4 Analyse des résultats d'observation

Analyse de l'observation dans une zone observable

Dans un premier temps, l'observateur de vitesse est utilisé en boucle ouverte par rapport à la commande. La figure 3.9 présente les relevés de vitesse, erreur d'observation de vitesse, couple, flux et courant pour un fonctionnement en dehors de la zone à basse vitesse (excepté de manière limité lors du démarrage). Le démarrage se fait depuis la vitesse nulle en augmentant rapidement le couple jusqu'au plein couple. La consigne de couple est ensuite modifiée à 20%, 50% puis 100% de la consigne maximale, avant de réaliser un freinage à couple maximal. Le couple électrique est inhibé à très basse vitesse pour privilégier le freinage mécanique afin de satisfaire aux contraintes de sécurité liées au freinage. Au cours de cette simulation, la vitesse observée suit correctement la vitesse mesurée avec une erreur de vitesse inférieure au Hertz. Le flux observé suit également le flux mesuré sur le banc HIL. Le couple mesuré correspond au couple électrique, l'ensemble des harmoniques dues au découpage de la tension se retrouve donc sur ce couple mesuré.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

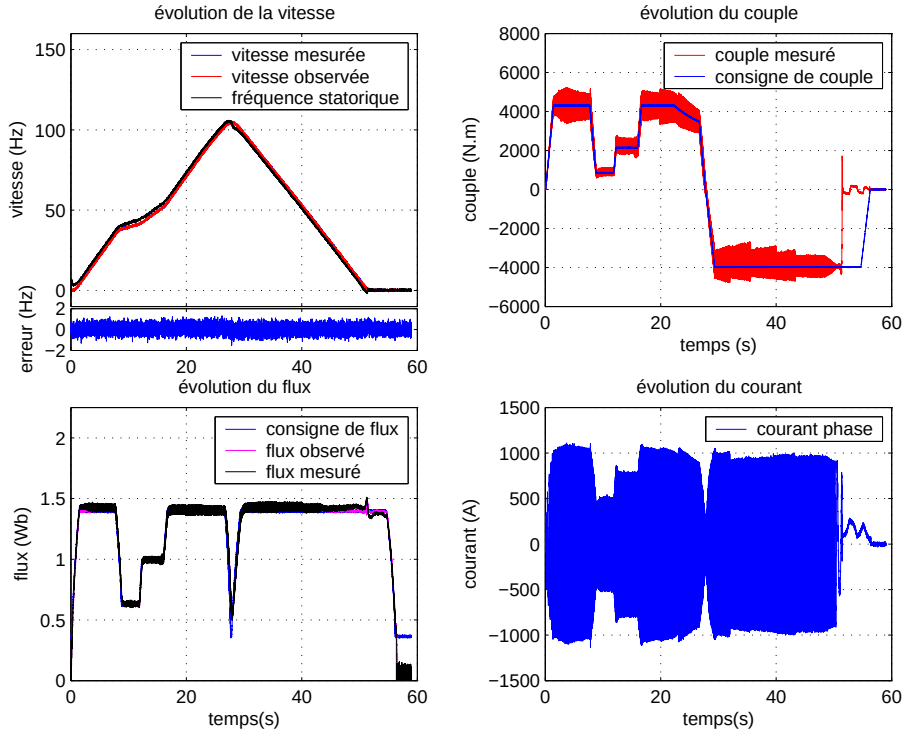


FIGURE 3.10 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'un fonctionnement à vitesse élevée réalisé en HIL.

La figure 3.10 présente les relevés des mêmes grandeurs sur un profil de couple et de vitesse similaire, mais la vitesse observée est à présent utilisée dans la commande. L'observateur et la commande fonctionnent alors en boucle fermée. De nouveau, la vitesse observée suit correctement la vitesse mesurée avec une erreur de vitesse inférieure au Hertz, et le flux observé suit correctement le flux mesuré sur le banc HIL. De plus, le couple et les courants réalisés lors d'une utilisation de la vitesse en boucle fermée sont comparables au couple et aux courants réalisés avec le pilotage initial lors de l'essai en boucle ouverte.

L'analyse de ces résultats d'observation permet de confirmer que l'observateur de vitesse synthétisé dans cette partie est fonctionnel et que son implémentation en temps réel est compatible avec les performances de calcul disponibles. Cette analyse permet également de constater que, lorsque nous nous situons dans une zone pour laquelle l'observabilité est garantie, les performances d'observation du flux et de la vitesse sont satisfaisantes, en boucle ouverte comme en boucle fermée.

Analyse de l'observation dans une zone à faible index d'observabilité

Pour étudier les performances de l'observateur sur des points de fonctionnement à basse vitesse, une pente de 12‰ [1] est simulée afin de ralentir l'évolution de la vitesse. Lors du démarrage, la vitesse est fixée à une valeur négative proche de -9 Hz et la consigne de couple correspond au couple maximal. Au cours de la reprise de dérive, la fréquence statorique s'annule, rendant la vitesse inobservable. La figure 3.11 présente, dans le plan (vitesse, couple), le parcours d'une reprise de dérive, avec en fond l'index d'observabilité. Elle permet de constater que l'index d'observabilité va bien s'annuler au cours du trajet, et de prédire que les difficulté d'observation vont se produire pour une vitesse entre -4 et 0 Hz. Les figures 3.12 et 3.13 présentent les relevés de vitesse, erreur d'observation de vitesse, couple, flux et courant lors d'un fonctionnement en reprise de dérive, respectivement pour un fonctionnement en boucle ouverte et en boucle fermée. La chaîne de traction du train X60-b ayant deux moteurs en parallèle, le couple est multiplié

1. Une pente de 12‰ correspond à une pente importante pour un train, pour lequel l'adhérence au rail à travers des roues métalliques est bien plus faible que l'adhérence d'une voiture à la route à travers des pneumatiques et qui peut de ce fait circuler avec des pentes beaucoup plus fortes.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

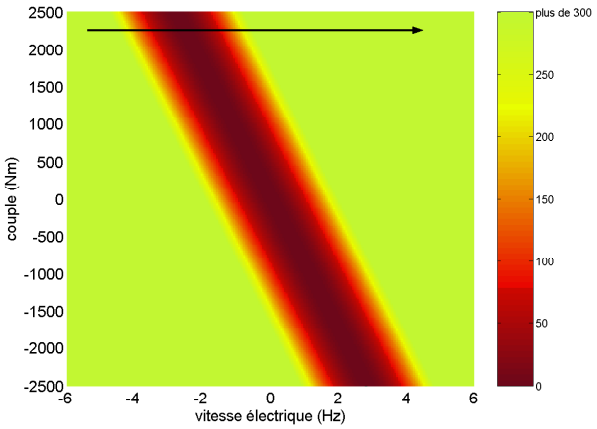


FIGURE 3.11 – Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) au cours d'une reprise de dérive pour un moteur X60-b.

par deux par rapport aux points de fonctionnement de la figure 3.11.

Lors d'un fonctionnement en boucle ouverte, le passage à fréquence statorique nulle s'accompagne d'une erreur importante sur l'observation de la vitesse, de l'ordre de 3 Hz, et d'une chute de l'amplitude du flux observé de plus de 50%. Lorsque la fréquence statorique prend de nouveau une valeur suffisamment élevée, la vitesse et le flux observés convergent de nouveau vers les valeurs mesurées. Au cours de cette simulation en boucle ouverte, la commande est réalisée à partir de la mesure de vitesse ; le couple réalisé suit la consigne de couple.

Lors d'un fonctionnement en boucle fermée, le passage à fréquence statorique nulle s'accompagne d'une erreur d'observation de la vitesse d'une amplitude proche de celle rencontrée lors de l'essai en boucle ouverte, 3 Hz. Toutefois, la vitesse observée étant utilisée pour réaliser la commande, cette erreur de vitesse impacte fortement le suivi de la consigne de couple et de la consigne de flux. Le courant reste maîtrisé et régulé, mais le couple réalisé comme le flux réalisé s'effondrent. Le couple réalisé est alors inférieur au couple de charge dû au poids du train dans la pente, et la traversée de la zone à basse fréquence statorique est impossible.

Cet essai dans la zone à basse vitesse montre les limites de l'utilisation d'un observateur de vitesse lorsque la vitesse devient inobservable.

Dans cette section, les essais sont réalisés en présente une rampe importante de 12‰, contrairement à ceux réalisés dans la section précédente qui étaient réalisés sur du plat. Le couple de charge, dû à la gravité du train, varie donc fortement entre ces deux essais. En comparant les résultats d'observation des figures 3.9 et 3.10 d'une part, et 3.12 et 3.13 d'autre part, il est possible de constater que la variation de couple de charge n'affecte pas les performances d'observation de la vitesse malgré la simplicité du modèle mécanique choisi, considérant la vitesse comme lentement variable.

L'observateur synthétisé dans cette partie permet d'obtenir de bonnes performances en dehors de la zone à basse vitesse, mais il n'est pas utilisable sur l'ensemble de la plage de vitesse. La suite de ce chapitre portera sur les méthodes permettant l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse. La sensibilité de l'observation aux variations de paramètres électriques sera traitée dans le chapitre 4.

3.4 Méthode d'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse

3.4.1 Choix de la méthode utilisée

Lorsque l'ensemble des points de fonctionnement d'un système ne sont pas observables, ou qu'ils sont difficilement observables, comme c'est le cas pour l'observation de l'état de la machine asynchrone sans mesure de vitesse, il existe plusieurs possibilités :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

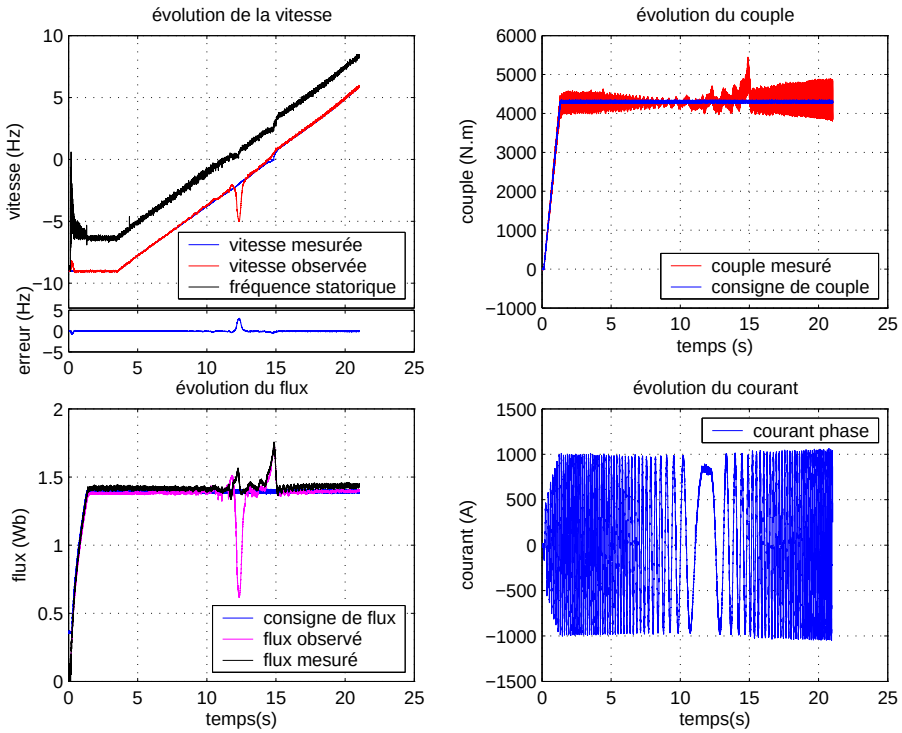


FIGURE 3.12 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL.

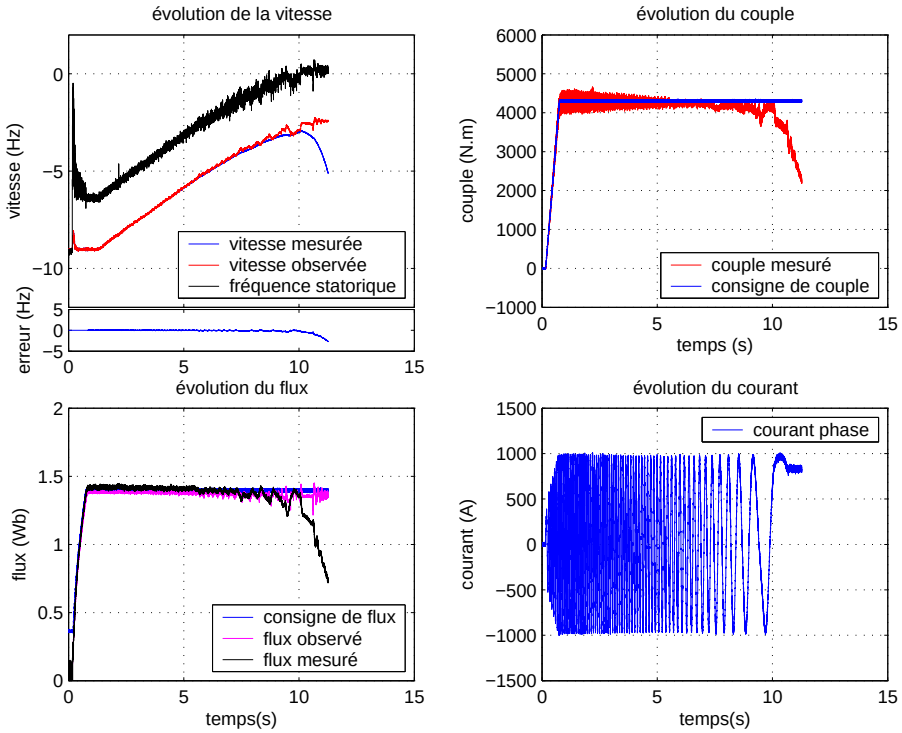


FIGURE 3.13 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

— modifier le réglage de l'observateur pour assurer la stabilité de l'observation et la dynamique d'observation souhaitée,
— ajouter une ou plusieurs mesures pour rendre le système observable en tout point,
— améliorer le modèle d'état pour que les mesures existantes apportent davantage d'information sur le système, améliorant ainsi son observabilité,
— chercher à identifier et éviter les points de fonctionnement difficilement observable pour continuer d'observer correctement malgré la présence des ces points inobservables.

La modification du réglage de l'observateur n'est possible que si le système est difficilement observable, c'est-à-dire à proximité d'un point de fonctionnement inobservable, sans être pour autant inobservable. Dans ce cas, le gain de l'observateur peut être augmenté - ce qui augmente la dynamique de l'observation mais diminue la robustesse aux bruits de mesure et de modèle, ou diminué - ce qui réduit la dynamique de l'observation mais augmente la robustesse aux bruits, et donc la stabilité de l'observation. Dans le cas limite où le système est inobservable, il existe deux possibilités : chercher à imposer une dynamique d'observation en faisant tendre le gain de l'observateur vers l'infini - dans la pratique l'observateur divergera du fait des bruits de mesures, ou assurer la stabilité de l'observateur en annulant le gain de l'observateur - l'observateur est alors un estimateur qui se fixe uniquement sur le modèle et sera incapable de répondre à une perturbation. Dans le cas de l'observation de la vitesse de la machine asynchrone sur l'ensemble de la plage de vitesse, il s'agit de fonctionner pour une longue durée sur un point de fonctionnement inobservable, à fréquence statorique nulle, tout en conservant une précision importante sur l'observation de la vitesse. De ce fait, la modification des gains de l'observateur ne peut pas être la solution envisagée.

L'ajout direct d'une ou plusieurs mesures n'est pas envisageable dans notre cas étant donné qu'il s'agit de limiter le nombre de capteurs pour des raisons de coût, de fiabilité et de maintenance. L'ajout d'information supplémentaire est l'objectif de la plupart des méthodes d'injection, haute-fréquence ou basse-fréquence, qui permettent de retrouver la position du flux de la machine. Nous souhaitons toutefois éviter ces méthodes pour ne pas être dépendant de la machine utilisée et de sa géométrie. Le modèle d'état ne peut par ailleurs pas être davantage amélioré que ce qu'il est actuellement. La seule solution restante est donc d'éviter les points de fonctionnement inobservables et de garantir un minimum d'observabilité quel que soit le point de fonctionnement.

Pour permettre de garantir un minimum d'observabilité du système, et donc permettre l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse, nous cherchons donc à garantir que l'index d'observabilité ne tombe pas en dessous d'une valeur minimale, notée α. En section 3.2.3, nous avons en effet défini cette mesure comme la mesure du degré d'observabilité la plus représentative. Il faut alors assurer l'inégalité (3.38) tout en respectant les autres contraintes physiques de la commande. À partir de l'expression de l'index d'observabilité lorsque l'amplitude du flux est constante, en fonction de la vitesse, du couple et du flux présentée en (3.26), il apparaît qu'il est possible de modifier la valeur de l'index d'observabilité en modifiant la vitesse de la machine, ω, le couple électrique produit, T_E, ou l'amplitude du flux, φ_{rd}. La résistance rotorique et le nombre de paires de pôles sont considérés comme fixés, ou du moins impossible à modifier.

$$\mu \geq \alpha \Leftrightarrow \mu_{\varphi_{const}} + \dot{\varphi}_{rd}^2 \geq \alpha \Leftrightarrow \left(\varphi_{rd}\omega + \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 + \dot{\varphi}_{rd}^2 \geq \alpha \tag{3.38}$$

Dans le cadre d'une application ferroviaire, la vitesse de la machine est imposée par le conducteur et le profil de la voie, il n'est pas possible d'agir directement sur cette grandeur pour modifier l'observabilité du système. Le couple électrique et le flux sont des grandeurs régulées par la commande de la machine. Il est possible de modifier ces grandeurs pour modifier l'observabilité de la machine. Le but de la commande de la machine asynchrone étant de respecter la trajectoire de couple demandée par le conducteur, nous nous interdisons de modifier le couple de la machine pour modifier l'observabilité de la machine.

Nous disposons donc d'un degré de liberté offert par la variation possible de l'amplitude du flux pour modifier l'index d'observabilité. Nous pouvons utiliser ce degré de liberté pour modifier la valeur de l'index d'observabilité lorsque le flux est d'amplitude constante, $\mu_{\varphi_{const}}$, ou pour

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

faire varier l'amplitude du flux $\dot{\varphi}_{rd}$. Ces deux modifications de la consigne de flux permettent de modifier la valeur de l'index d'observabilité, μ, afin de respecter l'inégalité (3.38).

Remarque 3 : Cette injection de flux que nous proposons est très différente des injections basse-fréquence décrites en section 1.4.2. L'injection que nous proposons n'a en effet pas pour but de produire une erreur de couple proportionnelle à l'erreur de position du repère (d,q), mais bien uniquement d'augmenter l'index d'observabilité pour permettre une meilleure observation de la vitesse.

Nous proposons alors de modifier la commande de la machine asynchrone afin de garantir le niveau d'index d'observabilité. Cette commande modifiée est nommée commande fondée sur l'index d'observabilité (CFIO). Pour cela, il est important de revoir l'architecture de la commande de machine, et de prendre en compte l'ensemble des contraintes existantes au niveau de la commande.

3.4.2 Commande fondée sur l'index d'observabilité pour garantir l'observabilité sur l'ensemble de la plage de vitesse

Dès lors que l'amplitude du flux va être modifiée pour faire évoluer l'index d'observabilité, il s'agit d'adapter la commande utilisée pour la rendre compatible avec une variation du flux. Nous choisissons d'utiliser ici une commande vectorielle pour l'adapter à la CFIO. Toute autre commande avancée de la machine asynchrone permettant de contrôler le couple et le flux pourrait également être utilisée.

Le contrôle de la consigne de flux est fondé sur l'index d'observabilité afin d'assurer un minimum d'observabilité tout en respectant les autres contraintes de la commande vectorielle : le suivi de la trajectoire de couple et les limitations de courant, de tension et de flux.

La commande vectorielle classique est alors modifiée afin de permettre la modification de la consigne de flux à une valeur $\varphi'^{\#}$, et de prendre en compte cette variation du flux dans le suivi de trajectoire du couple, selon l'équation (1.25). La figure 3.14 présente la structure d'une commande vectorielle classique (3.14(a)) et sa modification pour permettre de réaliser une CFIO (3.14(b)). Nous nous intéressons désormais au développement de ce bloc portant sur le contrôle du flux fondé sur l'index d'observabilité.

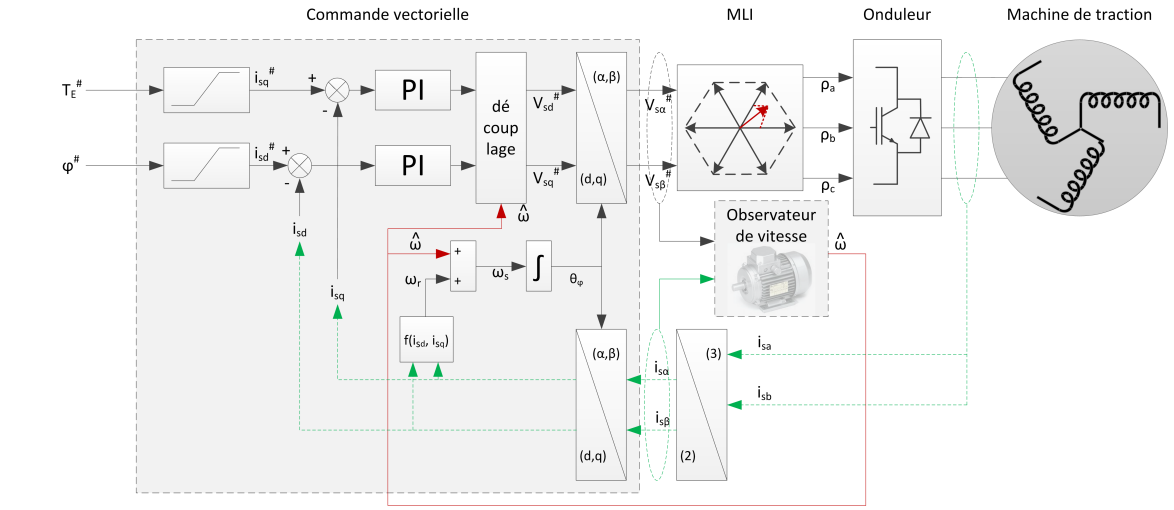
3.4.3 Prise en compte de l'ensemble des contraintes de la commande

Dans le cadre d'une commande de machine asynchrone destinée à la traction ferroviaire, la première contrainte à respecter est le suivi du couple de consigne. Les autres contraintes sont liées au dimensionnement de l'onduleur et de la machine ; il s'agit respectivement des limitations de courant, de tension et de flux. Il est donc nécessaire de respecter simultanément les cinq inégalités de (3.39), où $T_E^{\#}$ est la consigne de couple, T_E le couple réalisé, ε_{T_E} l'erreur de couple admissible pour la commande, φ_{min} et φ_{max} respectivement le minimum et le maximum de flux, et $\varphi'^{\#}$ la consigne de flux en sortie du contrôle fondé sur l'index d'observabilité, ($I_d^{\#}$,$I_q^{\#}$) et ($V_d^{\#}$,$V_q^{\#}$) respectivement les courants et tensions de consigne dans le repère (d,q) et I_m et V_m respectivement le courant maximal et la tension maximale admissibles par l'onduleur. Nous pouvons dès à présent noter que la limitation de tension n'intervient qu'à haute vitesse, c'est-à-dire toujours en dehors de la zone à basse vitesse pour laquelle il est utile d'améliorer l'observabilité de la vitesse de la machine. De ce fait, la limitation de tension ne sera plus considérée par la suite.

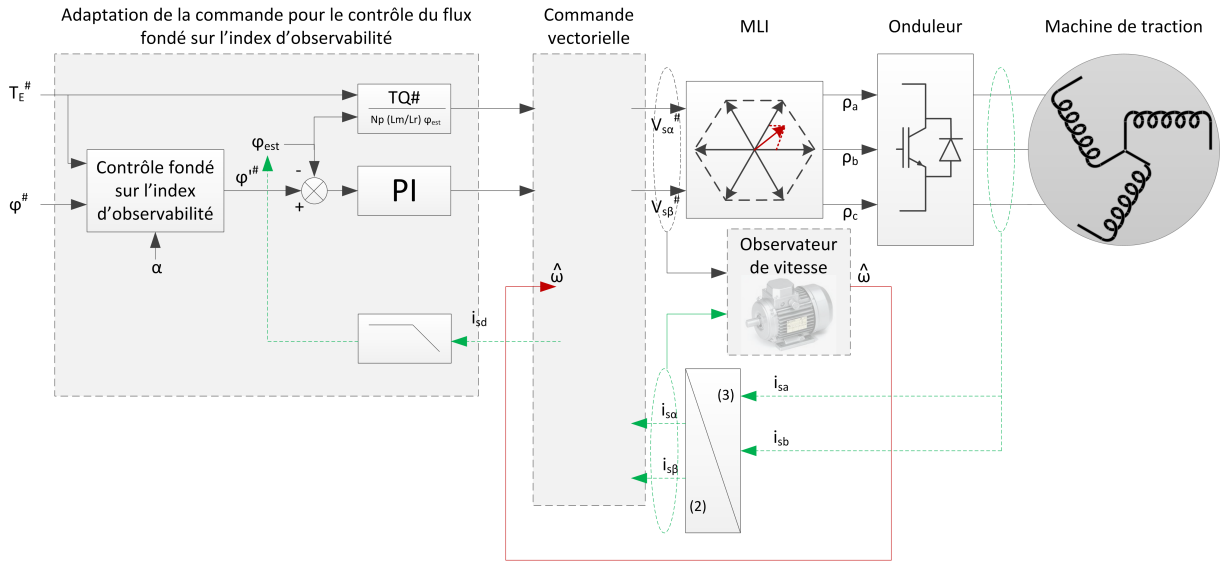
$$\begin{cases} \mu \geq \alpha \\ ||T_E^{\#} - T_E|| \leq \varepsilon_{T_E} \\ \varphi_{min} \leq \varphi'^{\#} \leq \varphi_{max} \\ I_d^{\#2} + I_q^{\#2} \leq I_m^2 \\ V_d^{\#2} + V_q^{\#2} \leq V_m^2 \end{cases} \tag{3.39}$$

Chacune de ces contraintes peut s'exprimer en régime permanent, ou bien dans le plan des courants (I_d,I_q) [Ala13], ou bien en fonction de l'amplitude du flux. Dans la mesure où le but de la méthode de CFIO sera d'agir sur l'amplitude du flux, nous choisissons de nous intéresser,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



(a) Commande vectorielle classique et observateur de vitesse.



(b) Commande vectorielle adaptée pour réaliser une commande fondée sur l'index d'observabilité.

FIGURE 3.14 – Commande vectorielle adaptée pour être utilisée dans une commande fondée sur l'index d'observabilité.

dans la suite du manuscrit, uniquement à l'expression de ces contraintes selon l'amplitude du flux.

Limitation de flux

Les limitations de flux s'expriment très simplement, comme montré en (3.40). Le flux maximum est défini par le dimensionnement magnétique de la machine. Il est fixé au flux nominal de la machine. Le flux minimal est imposé pour assurer une reprise de couple suffisante de la machine. Il est fixé ici à un quart du flux nominal.

$$\varphi_{min} \leq \varphi_{rd} \leq \varphi_{max} \tag{3.40}$$

Minimum d'index d'observabilité

L'index d'observabilité se compose de deux termes, le premier, $\mu_{\varphi_{const}}$, lorsque l'amplitude du flux est considérée constante, et le second, $\dot{\varphi}_{rd}^2$ lorsque l'amplitude du flux peut varier rapidement.

Lorsque l'amplitude du flux est considérée constante, l'index d'observabilité s'exprime en fonction du flux de la machine, φ_{rd}, de la vitesse ω, du couple électrique T_E et de paramètres électriques de la machine. L'équation (3.41) présente ainsi la limitation de l'index d'observabilité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

à une valeur minimale exprimée en fonction du flux φ_{rd}.

$$\mu_{\varphi_{const}} \geq \alpha \Leftrightarrow \left(\varphi_{rd}\omega + \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 \geq \alpha \tag{3.41}$$

L'analyse de cette inégalité montre que trois cas sont à distinguer, selon que la machine est utilisée en régime moteur ou générateur, ainsi qu'un troisième cas à vitesse nulle. La figure 3.15 présente l'évolution de l'index d'observabilité en fonction du flux. Il faut noter que le seul cas pour lequel l'index d'observabilité s'annule et le cas où la machine est utilisée comme une génératrice. Ce point d'annulation, donné pour $\varphi_{rd} = \sqrt{\frac{R_r}{N_p}|\frac{T_e}{\omega}|}$, peut être situé à l'intérieur ou à l'extérieur des limites de flux, selon la vitesse et le couple de la machine. Lorsque la machine est utilisée en moteur à vitesse non-nulle, l'index d'observabilité passe par un minimum qui est toujours non-nul et égal à $(2\omega\varphi_{rd})^2$. Dans le cas d'un fonctionnement à vitesse nulle, l'index décroit sans s'annuler, quelle que soit la valeur du flux.

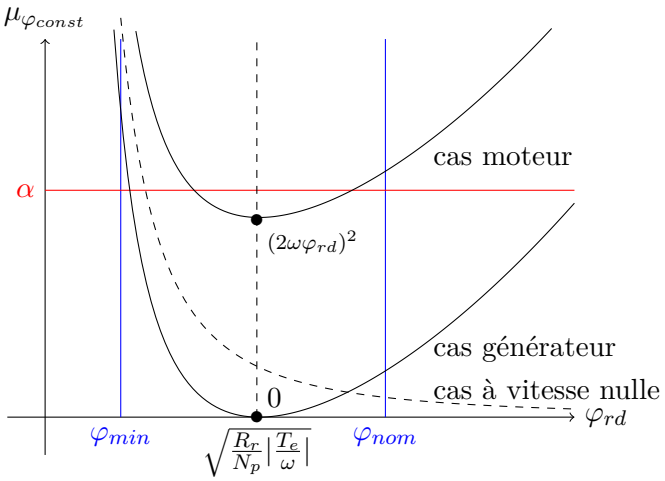


FIGURE 3.15 – Variation de l'index d'observabilité en fonction du flux.

Dans le cas où la régulation de flux permet de le faire varier rapidement, il est possible d'ajouter une injection de flux afin d'augmenter le deuxième terme l'index d'observabilité de la machine asynchrone sans capteur de vitesse, $\dot{\varphi}_{rd}^2$. En imposant une variation de l'amplitude du flux, il est en effet possible d'augmenter l'index d'observabilité μ (3.23). Trois critères sont à choisir sur cette injection afin de maximiser l'index d'observabilité tout en minimisant l'impact sur la régulation de couple : l'amplitude, la fréquence et le motif de l'injection. Nous avons constaté que le motif d'injection qui perturbe le moins la régulation de couple tout en permettant la présence en continu d'une variation d'amplitude du flux est l'injection sinusoïdale. La fréquence doit quant à elle être suffisamment élevée pour que l'amplitude du flux varie suffisamment rapidement, mais il est important que cette fréquence ne soit pas trop importante, afin d'être dans la bande passante de la régulation de flux de la commande. Enfin, l'amplitude de l'injection de flux est à régler selon la machine utilisée et la fréquence choisie, pour permettre d'atteindre une variation importante de l'amplitude du flux tout en limitant la sur-consommation induite par cette injection de flux.

Limitation de courant

Le courant de la machine peut s'exprimer en fonction du flux, du couple et de paramètres électriques de la machine. L'équation (3.42) présente ainsi la limitation du courant dans l'onduleur, I, à une valeur maximale, I_m, en fonction du flux φ_{rd}.

$$|I|^2 \leq I_m^2 \Leftrightarrow I_d^2 + I_q^2 \leq I_m^2 \Leftrightarrow \left(\frac{\varphi_{rd}}{L_m}\right)^2 + \left(\frac{L_r}{N_p L_m}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 \leq I_m^2 \tag{3.42}$$

L'analyse de cette inégalité montre qu'elle présente un minimum non-nul donné pour $\varphi_{rd} = \sqrt{\frac{L_r}{N_p}|T_E|}$. L'évolution du courant dans l'onduleur, I, est présentée en figure 3.16.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

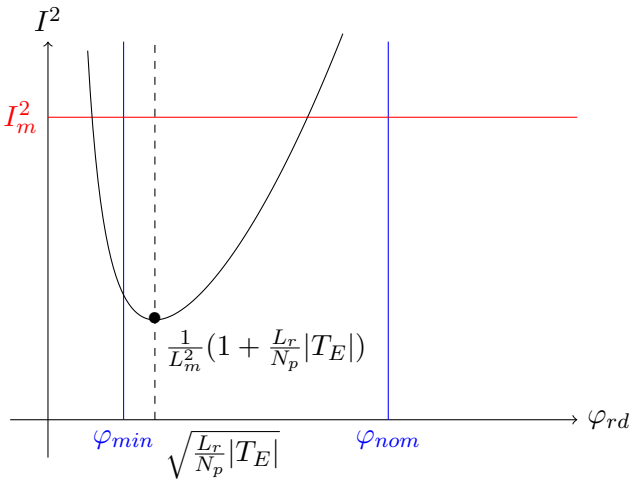


FIGURE 3.16 – Variation du courant en fonction du flux.

Suivi de la consigne de couple

Le couple de la machine peut s'exprimer en fonction du flux, des courants et de paramètres électriques de la machine, comme montré en équation (1.25) rappelée ici en (3.43).

$$T_E = \frac{N_p L_m}{L_r} \varphi_{rd} i_q \tag{3.43}$$

Dans le cadre d'une commande vectorielle, la régulation de flux et la régulation de couple sont découplées. L'égalité entre le couple réalisé et le couple de consigne est donc assurée par le régulateur de couple (ou de courant I_q). Il est ainsi possible de restreindre l'étude à trois contraintes portant sur l'index d'observabilité, le courant et le flux.

Représentation de l'ensemble des contraintes à respecter

La figure 3.17 présente l'ensemble des contraintes relatives à la commande de machine afin de maximiser l'index d'observabilité de la vitesse. Il s'agit de choisir le point de fonctionnement qui dépasse une valeur minimale d'index d'observabilité, α, tout en respectant les contraintes de courant et de flux. Le contrôle du flux fondé sur l'index d'observabilité fonctionne ainsi : lorsqu'un point de fonctionnement permet d'obtenir un index d'observabilité strictement supérieur à α sans modifier la consigne de flux, ce point de fonctionnement est choisi ; lorsque le point de fonctionnement initial conduit à un index d'observabilité inférieur à α, le flux est modifié pour obtenir un index d'observabilité égal à α, à condition que les limitations de courant ne viennent pas limiter les valeurs accessibles pour le flux.

Dans l'exemple présenté dans la figure 3.17, la consigne de flux sera modifiée afin de fonctionner sur le point A pour le cas générateur afin de garantir le seuil minimum d'observabilité, sur le point B pour le cas moteur étant donné qu'il est possible de fonctionner à flux nominal tout en ayant un niveau d'observabilité suffisant, et sur le point C lors d'un fonctionnement à vitesse nulle afin de garantir, là aussi, un niveau d'observabilité minimum.

Impact sur le dimensionnement de l'onduleur

Il existe deux niveaux de limitations de courant maximal dans l'onduleur. Le premier est le courant instantané maximal supporté par les IGBT de l'onduleur, il est uniquement lié au courant crête dans chacune des phases. Le second est le courant efficace supporté par l'onduleur et est lié au dimensionnement thermique de celui-ci et à la durée du fonctionnement sur un point donné.

Le courant crête maximal varie en fonction des harmoniques de courant. Dans le cadre de l'utilisation d'une commande vectorielle, il varie donc avec la fréquence statorique et le type de MLI utilisée. La figure 3.18 présente le courant crête maximal et le courant efficace maximal sur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

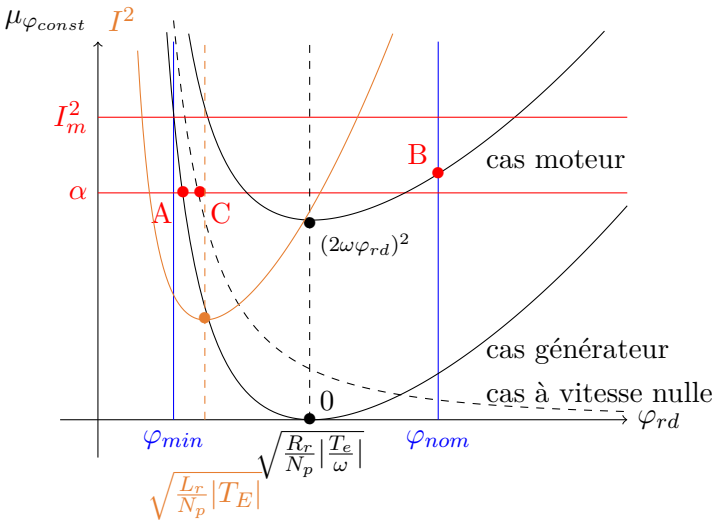


FIGURE 3.17 – Représentation de l'ensemble des contraintes de la commande en fonction du flux.

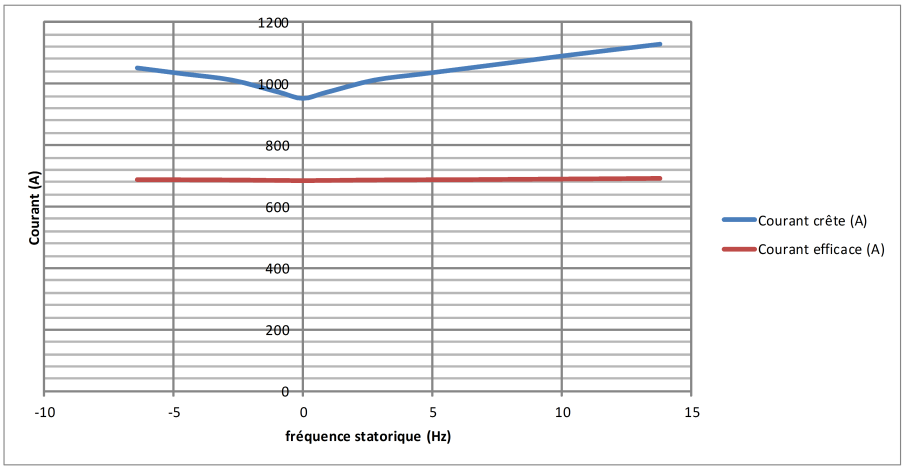


FIGURE 3.18 – Courants crête et efficace sur la zone à basse vitesse pour le projet X60-b.

la zone à basse-vitesse obtenus pour la chaîne de traction du train X60-b. Grâce à ce tracé, il apparait que le courant crête peut être augmenté autour de la fréquence statorique nulle sans atteindre la limite. Le courant crête n'est alors pas limitant pour la réalisation du contrôle fondé sur l'index d'observabilité sur la chaîne de traction du train X60-b. Dans le cas d'autres trains, l'ondulation de courant due à l'utilisation d'une MLI et le dimensionnement thermique étant réalisées d'une manière similaire, il sera toujours possible d'exploiter cette marge sur le courant crête pour utiliser le contrôle fondé sur l'index d'observabilité.

L'augmentation du courant efficace a par contre un impact sur le dimensionnement thermique de l'onduleur. Cette augmentation due au déplacement du point de fonctionnement du flux, que l'on peut constater sur la figure 3.17, est toutefois de courte durée puisqu'il s'agit de passer une zone de fréquence d'une largeur de quelques Hertz que l'on ne rencontre que lors d'une reprise de dérive ou lors d'un freinage électrique jusqu'à vitesse nulle. Nous considérons donc qu'il n'est pas nécessaire de revoir le dimensionnement thermique de l'onduleur du fait de cette augmentation du courant efficace dans l'onduleur.

3.4.4 Algorithme de recherche du flux optimal pour le contrôle fondé sur l'index d'observabilté

Une fois le seuil de courant défini de sorte à ce qu'il ne limite pas excessivement les valeurs de flux accessibles, il est possible de mettre en place la commande du flux nécessaire pour le

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

contrôle fondé sur l'index d'observabilité. Pour cela, lorsque l'index d'observabilité est inférieur à α pour le flux de consigne initial, $\varphi^{\#}$, la résolution de l'équation $\mu = \alpha$ fournit deux solutions explicitées en (3.44). L'algorithme permettant de fixer la consigne de flux $\varphi'^{\#}$ est décrit en figure 3.19.

$$\begin{cases} \begin{cases} \varphi_1 = |\frac{\sqrt{\alpha}-\sqrt{\Delta}}{2\omega}| \\ \varphi_2 = |\frac{\sqrt{\alpha}+\sqrt{\Delta}}{2\omega}| \\ \Delta = \alpha - 4\omega \frac{R_r}{N_p} T_E^{\#} \end{cases} & \text{si } \omega \neq 0 \\ \varphi_1 = \varphi_2 = \frac{R_r}{N_p} \frac{|T_E^{\#}|}{\sqrt{\alpha}} & \text{si } \omega = 0 \end{cases} \tag{3.44}$$

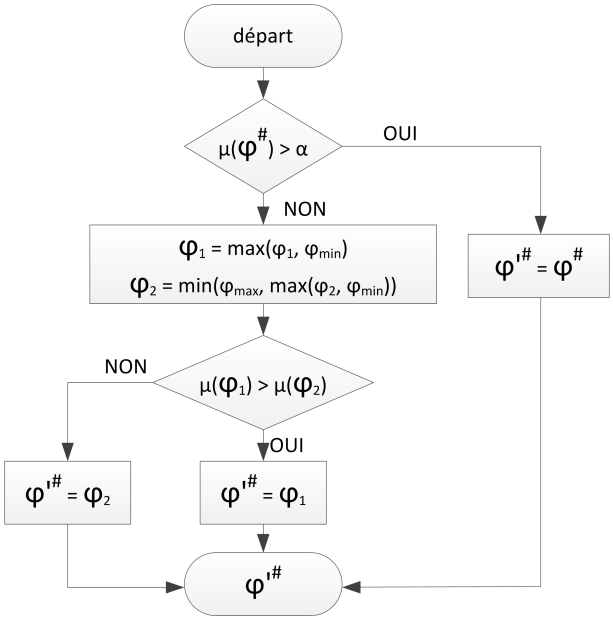


FIGURE 3.19 – Réprésentation schématique de l'algorithme de contrôle du flux fondé sur l'index d'observabilité.

Lorsque, du fait des limitations de flux, il n'est pas possible d'atteindre un index d'observabilité égal à α, le flux permettant d'obtenir l'index d'observabilité le plus élevé tout en respectant les limitations de flux est demandé. Dans le cas où l'index d'observabilité $\mu_{\varphi_{cons}}$ resterait inférieur au seuil α quelle que soit l'amplitude du flux considéré permettant de respecter les autres contraintes, nous proposons d'ajouter une injection sinusoïdale de flux afin d'obtenir un index observabilité suffisante, comme expliqué au début de cette section 3.4.1. La fréquence choisie pour réaliser cette injection sinusoïdale est de 5 Hz, cette valeur étant suffisamment élevée pour augmenter l'index d'observabilité de manière conséquente, et suffisamment faible pour rentrer dans la boucle de régulation du flux. L'amplitude de cette injection est choisie à 20% de la consigne de flux.

La figure 3.20 présente l'évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) lorsque ce contrôle du flux est utilisé, pour un moteur du train X60-b, en ayant fixé comme valeur de α, $\alpha = 66,7\,\mathrm{Wb}^2.\mathrm{rad}^2.\mathrm{s}^{-2}$. Cette figure est à comparer à la figure 3.3 qui représentait le comportement sous flux nominal, et qui est rappelée ici en figure 3.21. Grâce au contrôle du flux fondé sur l'index d'observabilité, l'index d'observabilité ne s'annule plus, et il prend comme valeur minimale la valeur de α fixée, à savoir ici $\alpha = 66,7\,\mathrm{Wb}^2.\mathrm{rad}^2.\mathrm{s}^{-2}$. Un trou d'index d'observabilité apparait à faible couple et faible vitesse car il n'est plus possible de réduire le flux en dessous du seuil minimal φ_{min}. C'est dans cette zone, et uniquement ici, que l'injection d'un signal sinusoïdal vient compenser la réduction de l'index d'observabilité due aux limitations d'amplitude du flux. Il apparait ainsi que l'injection est utilisée pour une très faible portion du plan (vitesse, couple).

À titre de comparaison, l'index d'observabilité obtenu avec la méthode d'évitement de la fréquence statorique nulle, proposée dans [Dep99], [Kub02] et [Lef15] est présentée en figure 3.22

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour le même moteur. Cette méthode consiste à modifier l'amplitude du flux pour éviter de fonctionner à fréquence statorique nulle, comme nous l'avons expliqué en section 1.4.1. Dans cette figure, la limite de l'évitement a été fixée à $\omega_s^{lim} = 2\,\text{Hz}$, et les limitations de flux n'ont pas été considérées. Cette figure met en évidence que cette méthode d'évitement de la fréquence statorique nulle conduit à atteindre un index d'observabilité plus faible que celle fondée sur l'index d'observabilité, notamment lors d'un fonctionnement à bas couple. Ceci est dû au fait que cette méthode d'évitement de la fréquence statorique nulle impose de réduire fortement le flux pour augmenter la valeur de la fréquence statorique, notamment à faible couple, sans considérer l'apport important de l'amplitude du flux à l'observabilité des états de la machine asynchrone commandée sans capteur de vitesse.

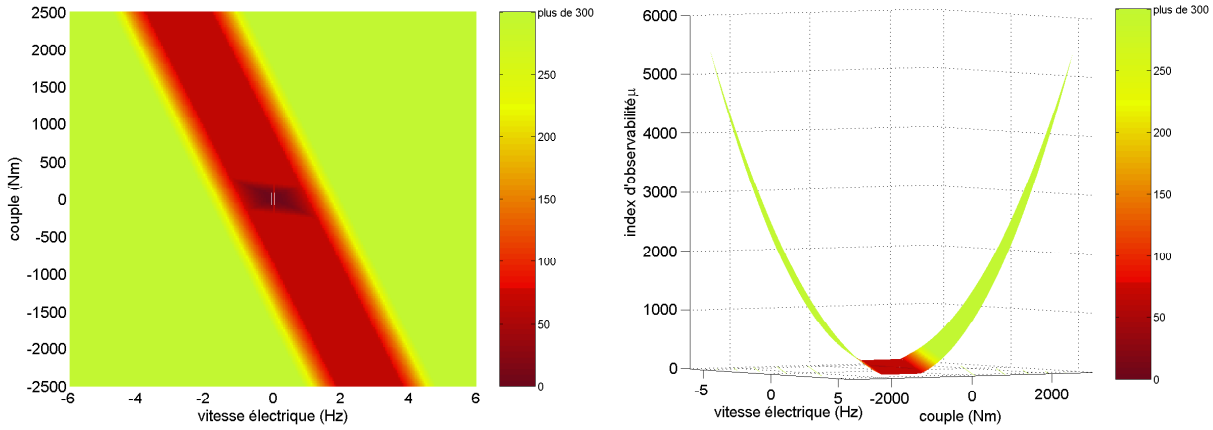


FIGURE 3.20 – Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) d'un moteur X60-b avec le contrôle fondé sur l'index d'observabilité.

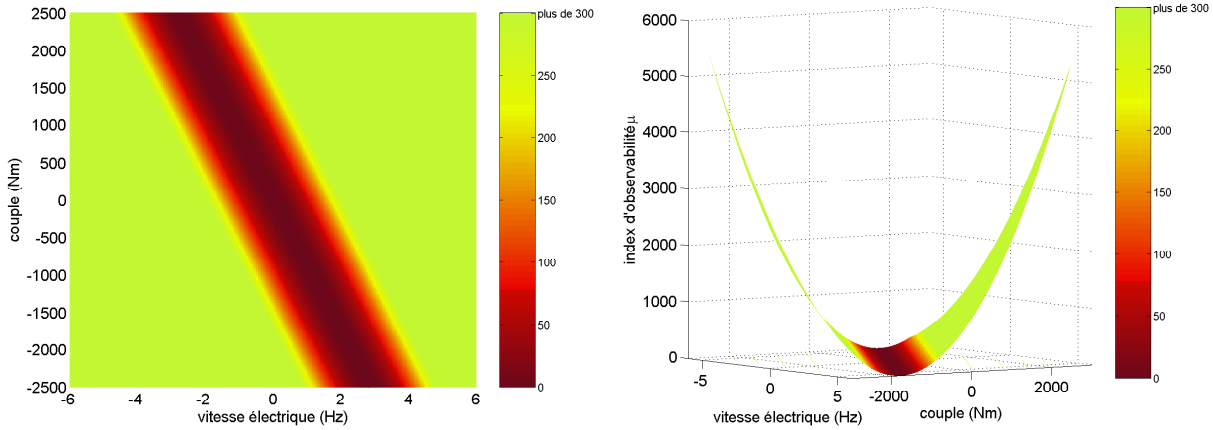


FIGURE 3.21 – Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) à flux nominal d'un moteur X60-b.

3.4.5 Résultats d'observation de la vitesse avec la commande fondée sur l'index d'observabilité

Le banc d'expérimentation HIL décrit dans la partie 3.2.3 est de nouveau utilisé ici. La machine asynchrone simulée et l'observateur ainsi que ses réglages restent inchangés. La commande est modifiée afin d'introduire le contrôle de flux fondé sur l'index d'observabilité, avec un réglage effectué pour une valeur de $\alpha = 66,7\ \text{Wb}^2.\text{rad}^2.\text{s}^{-2}$, et une injection sinusoïdale de flux dans la fréquence est fixée à 5 Hz et l'amplitude à 20% de la consigne de flux. Les figures 3.23 et 3.25 présentent les relevés de vitesse, erreur d'observation de vitesse, couple, flux et courant lors d'un fonctionnement en reprise de dérive, respectivement pour un fonctionnement en boucle ouverte

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

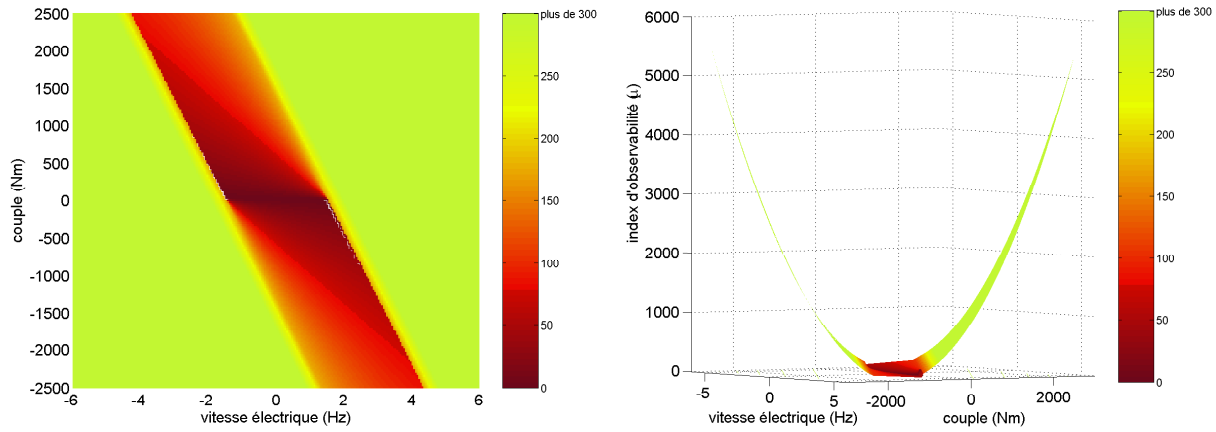


FIGURE 3.22 – Évolution de l'index d'observabilité dans le plan (vitesse, couple) d'un moteur X60-b avec un contrôle par évitement de la fréquence statorique nulle.

et en boucle fermée. Comme précédemment pour les figures 3.12 et 3.13, pour étudier les performances de l'observateur sur des points de fonctionnement à basse vitesse, une pente de 12‰ est simulée afin de ralentir l'évolution de la vitesse. Lors du démarrage, la vitesse est fixée à une valeur négative proche de -9 Hz et la consigne de couple correspond au couple maximal. Pour faciliter la comparaison des résultats et voir l'apport de la CFIO sur l'observation de la vitesse, la figure 3.12 présentant les résultats d'observation en boucle ouverte et sans modification de la commande est rappelée ici en figure 3.24, et la figure 3.13 présentant les résultats d'observation en boucle fermée et sans modification de la commande est rappelée ici en figure 3.26

Lors d'un fonctionnement en boucle ouverte, le passage à fréquence statorique nulle s'accompagne, du fait du contrôle de l'amplitude du flux fondé sur l'index d'observabilité, d'une réduction de l'amplitude du flux et d'une augmentation de l'amplitude des courants. Le couple réalisé reste égal au couple de consigne, tandis que la vitesse observée continue de suivre la vitesse mesurée. L'erreur d'observation de la vitesse reste inférieure à 0,5 Hz sur l'ensemble de la reprise de dérive. Lorsque l'index d'observabilité redevient suffisamment important, le flux retrouve sa valeur initiale, tout comme les courants.

Ce relevé montre qu'en augmentant l'index d'observabilité, il a bel et bien été possible d'améliorer les performances d'observation de l'état de la machine asynchrone, afin de rendre possible l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse. De plus, ce relevé montre le lien entre l'index d'observabilité et l'observation d'un système. Du fait de ce lien, le travail d'analyse de l'index d'observabilité est également un travail d'évaluation a priori des performances d'observation. La CFIO est donc à la fois un moyen de permettre l'observation de la vitesse de la machine asynchrone sur l'ensemble de la plage de vitesse, et un moyen de comparer les performances d'observation pour différentes stratégies de commande.

Lors d'un fonctionnement en boucle fermée, le passage à fréquence statorique nulle s'accompagne de la même réduction de l'amplitude du flux et augmentation de l'amplitude des courants, du fait du contrôle fondé sur l'index d'observabilité. Ce passage à fréquence statorique nulle s'accompagne également d'une erreur d'observation de la vitesse d'amplitude réduite, proche de celle rencontrée lors de l'essai en boucle ouverte, qui reste inférieure à 0,5 Hz. Cette faible erreur d'observation de la vitesse permet de réaliser la régulation de couple correctement, si bien que le couple réalisé suit la consigne de couple au cours de la reprise de dérive. Il est alors possible de réaliser un passage sur une longue durée dans la zone à basse vitesse sans perturber ni l'observation de la vitesse, ni la régulation du couple lorsque la vitesse observée est utilisée pour réaliser la commande.

Cet essai dans la zone à basse vitesse montre donc que la modification de la commande proposée ici, fondée sur l'index d'observabilité, est une solution efficace pour permettre l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse. Il est alors possible de réaliser une commande sans capteur de vitesse performante sur l'ensemble de la plage de vitesse.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

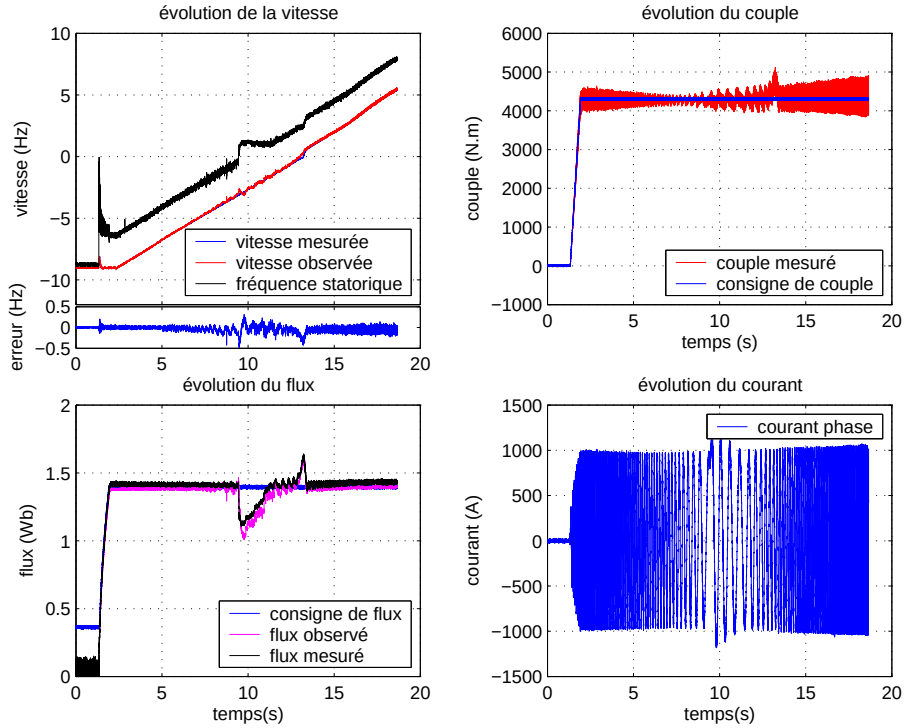


FIGURE 3.23 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL avec la commande fondée sur l'index d'observabilité.

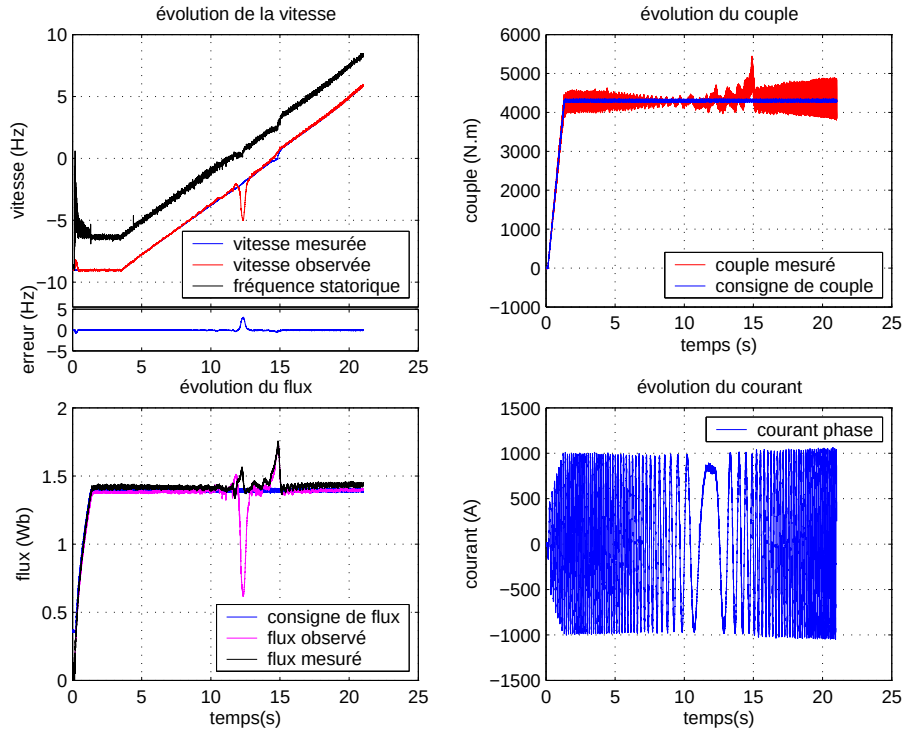


FIGURE 3.24 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL.

3.4.6 Formalisation sous forme de commande optimale

Lorsque l'ondulation de courant est plus faible et qu'il n'est plus possible de tirer profit de l'augmentation du courant crête avec la vitesse que nous avons illustré en figure 3.18, un compromis devient nécessaire entre le courant circulant dans l'onduleur et l'index d'observabilité atteignable. Il est alors possible de formaliser la CFIO sous forme de commande optimale.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

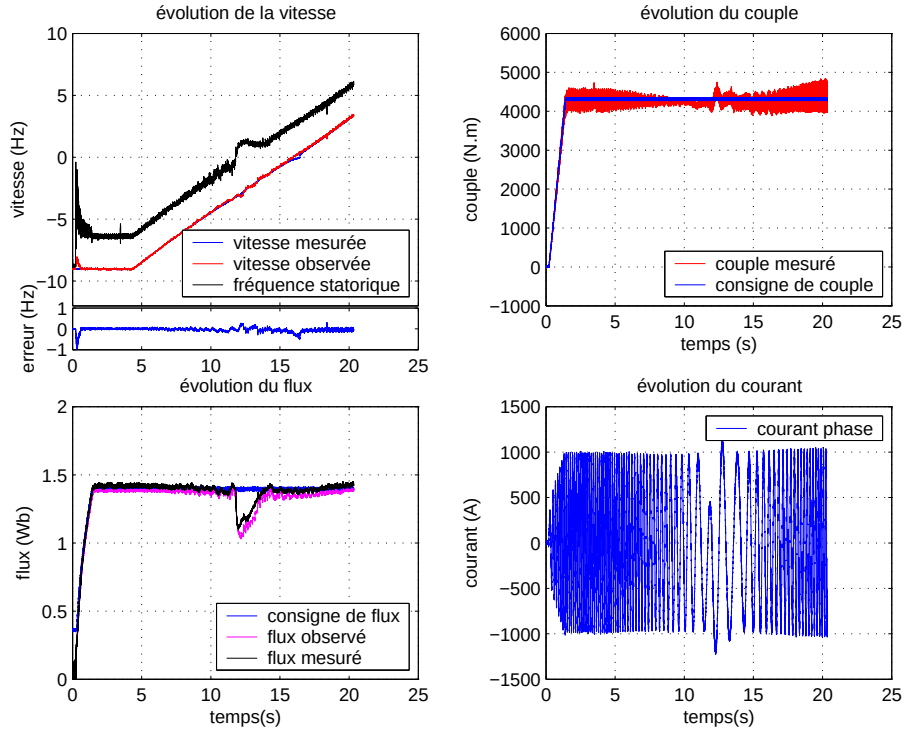


FIGURE 3.25 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL avec la commande fondée sur l'index d'observabilité.

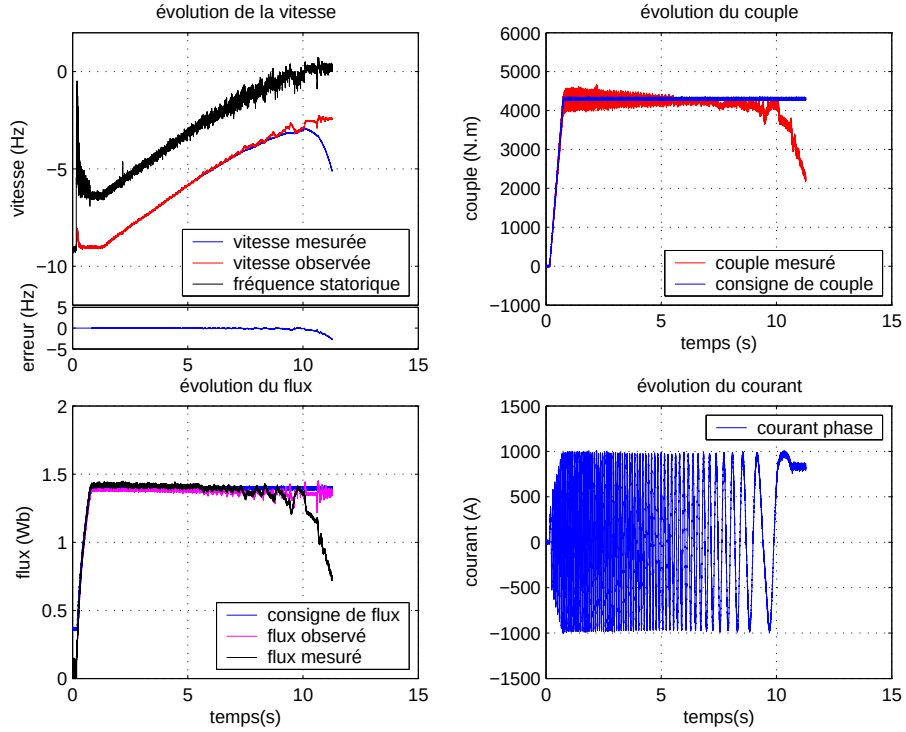


FIGURE 3.26 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une reprise de dérive réalisée en HIL.

Un critère de cette commande optimale, noté J, est présenté en (3.45), où κ_1 et κ_2 sont deux coefficients permettant de régler le compromis entre la consommation, l'index d'observabilité et le respect de la consigne de couple. Selon le formalisme d'une commande optimale, la consigne

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de flux choisie, $\varphi_{rd}^{\#}$, est alors le flux permettant de minimiser ce critère J (3.46).

$$\begin{aligned} J(\varphi_{rd}) &= |I|^2 + \kappa_1 (T_E^{\#} - T_E)^2 + \kappa_2 \mu \\ J(\varphi_{rd}) &= \left(\frac{\varphi_{rd}}{L_m}\right)^2 + \left(\frac{L_r}{N_p L_m}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 + \kappa_1 (T_E^{\#} - T_E)^2 + \kappa_2 \left(\varphi_{rd}\omega + \frac{R_r}{N_p}\frac{T_E}{\varphi_{rd}}\right)^2 \end{aligned} \tag{3.45}$$

$$\varphi_{rd}^{\#} = \min_{\varphi_{rd}} J(\varphi_{rd}) \tag{3.46}$$

Dans le travail présenté dans [Lef15], nous avons mis en place une commande optimale de ce type avec d'autres variables et d'autres critères. Notamment, le degré d'observabilité choisi est le carré de la pulsation statorique, ω_s^2, et la minimisation du critère de la commande optimale est réalisée sur les courants (I_d,I_q) au lieu d'être réalisée sur l'amplitude du flux, φ_{rd}. Nous avons choisi de ne pas présenter en détail le développement de cette commande, mais le tableau 3.1, issu de cet article, présente la consommation moyenne, l'erreur de couple moyenne et l'erreur d'observation moyenne de la vitesse pour six simulations sur un profil identique mais présentant des réglages différents de la commande optimale. Ces résultats montrent que selon le choix des coefficients de la commande optimale, il est possible de choisir de privilégier la consommation, la précision du couple ou la précision de l'observation de vitesse, ou bien de choisir de réaliser un compromis entre ces trois grandeurs.

Tableau 3.1 – Grandeurs intéressant l'utilisateur pour différentes pondérations d'une commande optimale.

	sim. 1	sim. 2	sim. 3	sim. 4	sim. 5	sim. 6
consommation (A)	25,5	30,3	29	27,9	27,9	30,6
erreur de couple (Nm)	11	45,6	19,6	51,5	1,4	65,4
erreur de vitesse (mHz)	10,7	5,33	5,90	6,00	7,67	5,05

3.5 Dynamique d'observation et redémarrage de l'onduleur

Dans cette partie, les performances d'observation de la vitesse dans les deux cas critiques évoqués dans le premier chapitre, à savoir la dynamique de l'observation en cas de patinage et sa convergence lors du redémarrage de l'onduleur après une phase de marche sur l'erre vont être étudiées.

3.5.1 Dynamique d'observation de la vitesse

Pour vérifier que la dynamique d'observation de la vitesse est suffisante pour suivre un départ de la roue en patinage, une nouvelle expérimentation HIL est réalisée. La commande ainsi que l'observateur et ses réglages ne sont pas modifiés par rapport aux précédentes expérimentations. La vitesse est fixée constante, égale à 90 Hz, et l'adhérence roue-rail est réduite à 10%. La consigne de couple est égale au couple maximal afin de solliciter une adhérence importante, supérieure à l'adhérence disponible, faisant ainsi patiner la roue. Les figures 3.27 et 3.28 présentent les relevés, respectivement en boucle ouverte et en boucle fermée, de vitesse, erreur de vitesse, couple, flux et courants lors de cette phase de patinage. Sur ces figures, il est possible de constater que l'erreur de vitesse reste limitée sur l'ensemble de la phase de patinage (inférieure à 2 Hz, avec un bruit d'acquisition plus élevé que sur les précédents relevés du fait de l'augmentation de la plage de vitesse sur laquelle la mesure est réalisée). L'accélération de la roue lors du départ en patinage est pourtant importante, atteignant 20 $\mathrm{Hz.s^{-1}}$. Lors d'un fonctionnement en boucle fermée, la régulation du couple lors de la phase de patinage est correctement réalisée, permettant l'utilisation de la commande sans capteur de vitesse sur une application ferroviaire.

Lors de ces essais en phase de patinage, l'inertie équivalente ramenée à l'arbre de la machine varie d'un facteur de près de 25. La vitesse observée suit toutefois la vitesse mesurée, sans qu'aucune phase transitoire n'apparaisse lors de la discontinuité d'inertie ramenée à l'arbre moteur. Ces résultats montrent que la variation de l'inertie n'affecte pas les performances d'observation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

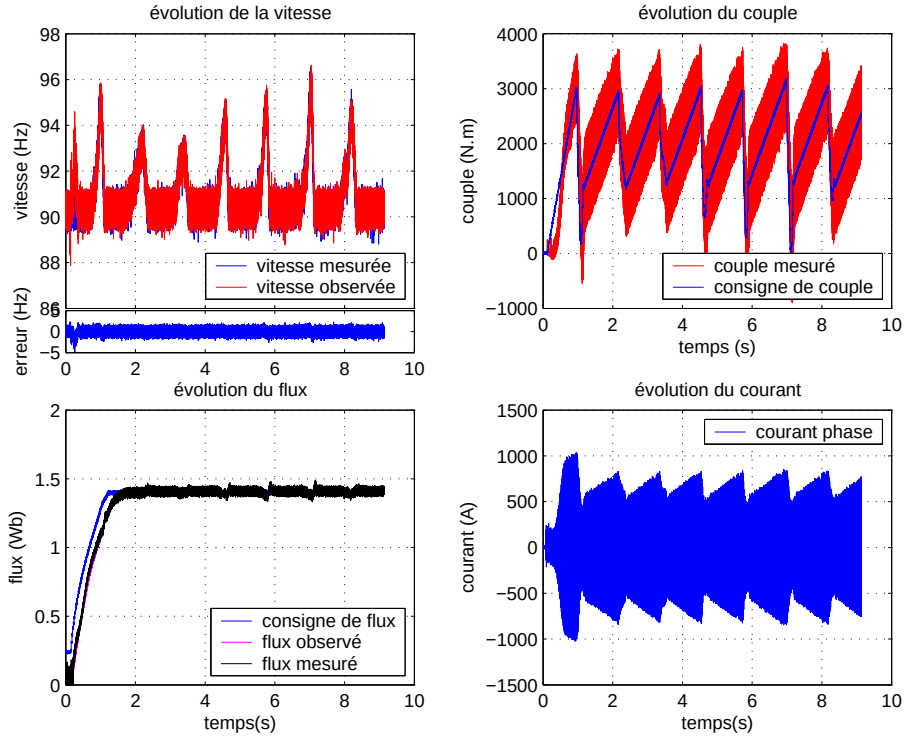


FIGURE 3.27 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une phase de patinage réalisée en HIL.

de la vitesse malgré la simplicité du modèle mécanique choisi, considérant la vitesse comme lentement variable.

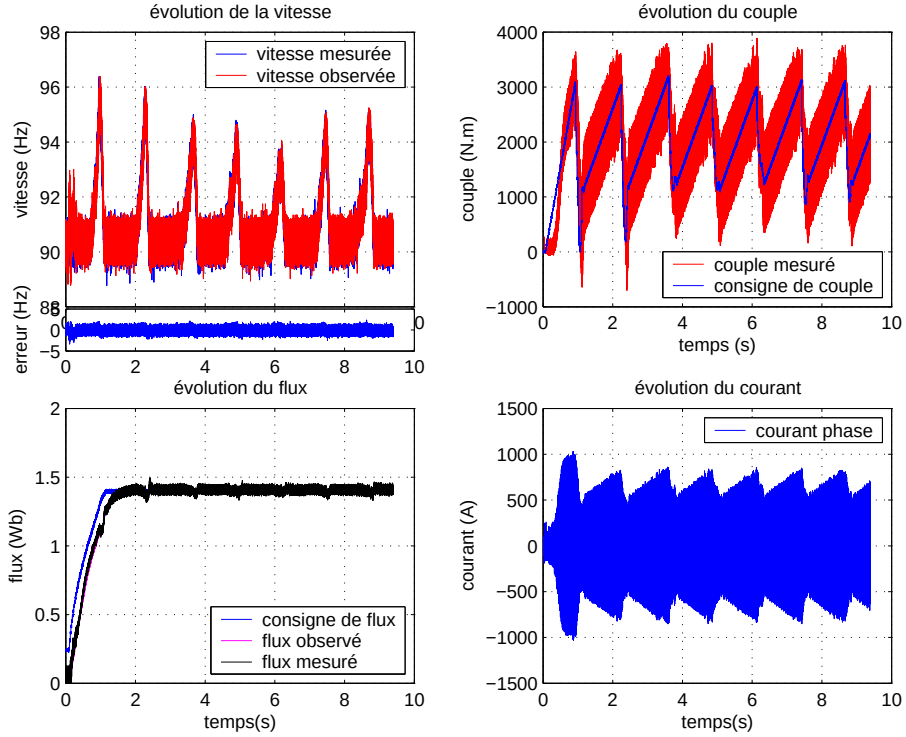


FIGURE 3.28 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'une phase de patinage réalisée en HIL.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

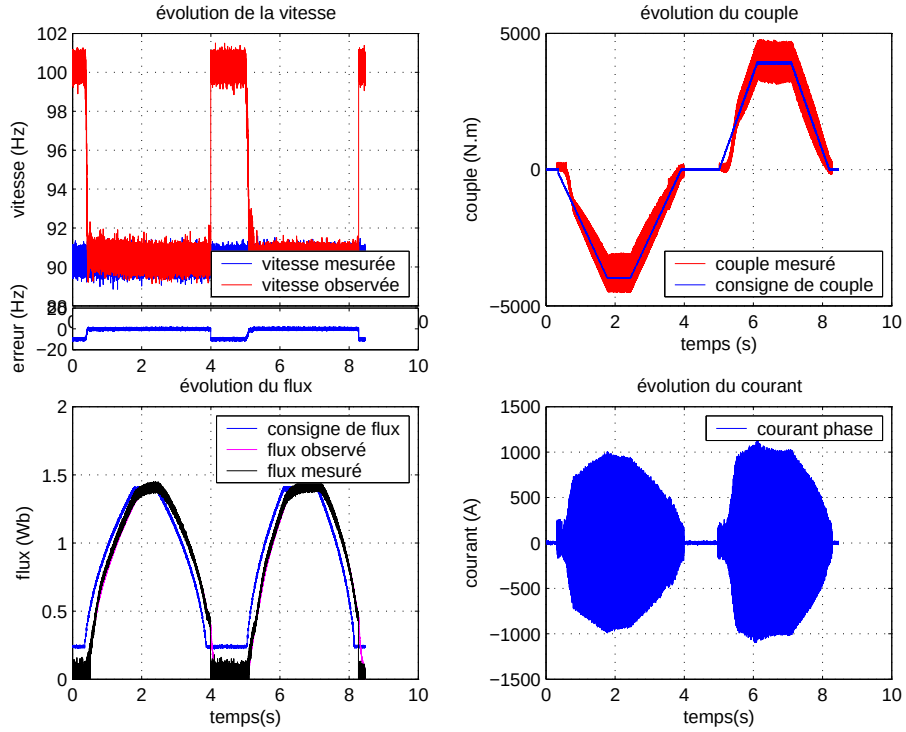


FIGURE 3.29 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors de reprises de traction et de freinage depuis une vitesse fausse réalisées en HIL.

3.5.2 Redémarrage de l'onduleur

Lors d'une phase de marche sur l'erre, l'onduleur est inhibé. Le moteur est alors défluxé et plus aucun courant ne circule au sein de la machine. Pour ces deux raisons, il est impossible de connaître la vitesse de la machine à l'aide d'un observateur. Lors de la reprise de traction ou de freinage, l'observateur est alors initialisé avec un écart de vitesse conséquent qu'il n'est pas possible de maîtriser. Il est important que la vitesse converge rapidement vers la vitesse réelle sans qu'une erreur de couple conséquente ne soit réalisée au cours de cette convergence de la vitesse observée. Pour cela, il faut que la vitesse converge suffisamment vite pour que le flux reste faible avant la fin de la convergence de la vitesse.

Pour assurer cette convergence rapide, la dynamique d'observation de la vitesse est accélérée au cours des 100 premières millisecondes après de redémarrage de l'onduleur. La matrice de covariance de l'erreur de modèle sur cette phase de démarrage, notée Q_{dem}, est donnée en (3.47). Le terme de cette matrice lié à l'observation de la vitesse décroit ensuite linéairement sur les 100 millisecondes suivantes, jusqu'à ce que la matrice (3.37) soit de nouveau obtenue. Elle est alors maintenue constante tant que l'onduleur est actif.

$$Q_{dem} = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5.10^{-4} \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

Les figures 3.29 et 3.30 présentent les relevés lors d'un démarrage avec un écart de vitesse électrique de 10 Hz, respectivement en boucle ouverte et en boucle fermée. Dans les deux cas, que ce soit lors d'une reprise de traction ou lors d'une reprise de freinage, la convergence de la vitesse est réalisée en moins de 200 ms, et la consigne de couple est correctement suivie sans produire d'à-coup de couple au démarrage, y compris lors d'un fonctionnement en boucle fermée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

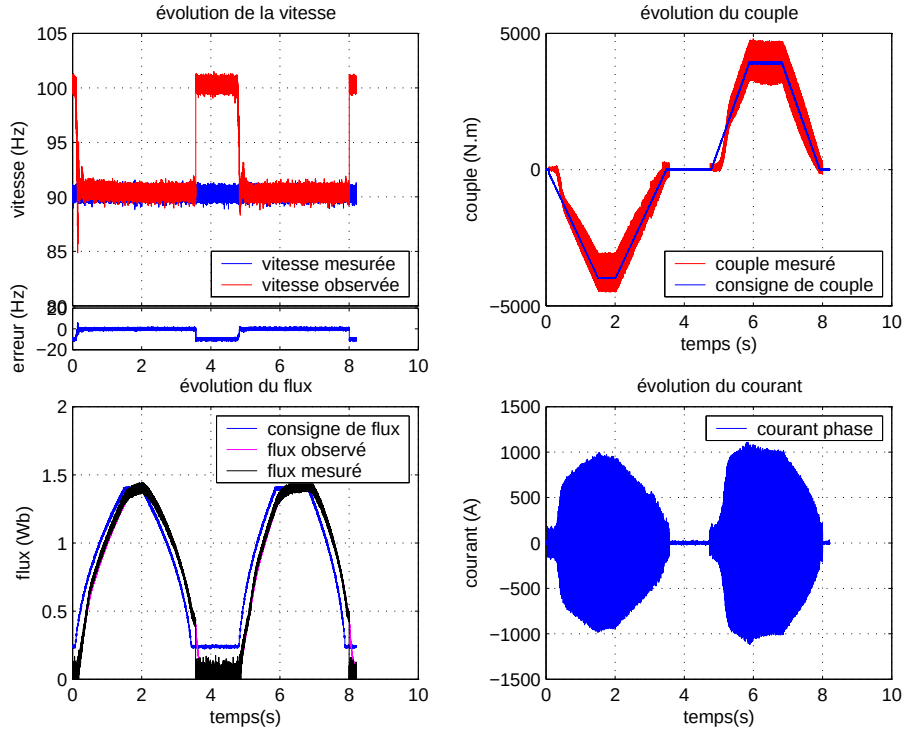


FIGURE 3.30 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors de reprises de traction et de freinage depuis une vitesse fausse réalisées en HIL.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous cherchions à définir une nouvelle méthode permettant de réaliser l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse et de couple, afin d'utiliser la vitesse observée pour la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse.

Dans un premier temps, les conditions d'observabilité des états d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse ont été étudiées. Nous avons montré que cette étude est indépendante du repère dans laquelle elle est menée, et que le fait de réaliser l'étude d'observabilité dans le repère (d,q) permet une interprétation physique plus rapide que dans le repère (α,β) dans lequel elle est réalisée dans la littérature. Lors de cette étude d'observabilité nous avons obtenus plusieurs mesures du degré d'observabilité, à partir desquelles nous avons défini l'index d'observabilité qui représente une mesure continue simple de l'observabilité des états de la machine. Par rapport aux études d'observabilité existantes, nous avons donc proposé, avec cet index d'observabilité, un nouvel outil d'analyse qui permet non seulement d'identifier les points de fonctionnement inobservables, mais aussi de prédire a priori la qualité de l'observation du système à proximité des points de fonctionnement inobservables.

Nous avons ensuite synthétisé un filtre de Kalman étendu en réalisant une discrétisation exacte et en prenant en compte les découpes dues à la MLI afin d'obtenir un observateur le plus précis possible. Il a été utilisé lors d'expérimentation sur un simulateur HIL pour l'observation de la vitesse d'une machine asynchrone. Ce filtre de Kalman étendu permet d'obtenir de bonnes performances d'observation en dehors de la zone à basse vitesse. Grâce à ces expérimentations, nous avons montré la cohérence entre les faibles index d'observabilité et les faibles performances d'observation des états de la machine, aussi bien sur le flux que sur la vitesse. Lors d'un fonctionnement dans une zone à faible index d'observabilité, l'utilisation de la vitesse observée dans la commande rend alors impossible le contrôle du couple de la machine du fait de cette erreur d'observation de la vitesse.

Ayant montré que cet index d'observabilité est un bon outil pour prédire les performances d'observation de la vitesse, une des contributions de ce travail est de proposer une nouvelle commande permettant de modifier la valeur de cet index d'observabilité. La commande ainsi modifiée permet de garantir un seuil minimum d'index d'observabilité, tout en respectant les

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

autres contraintes physiques de la commande. Cette commande fondée sur l'index d'observabilité a été implémentée pour des expérimentations au simulateur HIL dans les mêmes conditions que les expérimentations avec une commande classique. Ces expérimentations ont montré que la modification de la commande que nous avons proposée permet d'obtenir des bonnes performances d'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse. L'erreur d'observation de la vitesse reste toujours inférieure à 0,5 Hz. Les performances de l'observateur sont testées en boucle fermée avec la commande (la vitesse observée est utilisée dans la commande), il est ainsi possible de contrôler le couple de la machine sans capteur mécanique de vitesse.

Les performances de l'observateur de vitesse ont également été étudiées dans les cas d'utilisations les plus exigeants liés à l'application ferroviaire, c'est-à-dire lors des phases de patinage et de redémarrage de l'onduleur. Il ressort de ces expérimentations sur simulateur numérique que la dynamique d'observation est suffisante pour suivre l'évolution de la vitesse lors d'une phase de patinage, et pour converger suffisamment rapidement lors d'une reprise de traction ou de freinage depuis une vitesse mal connue. Ces deux points sont essentiels pour permettre l'utilisation d'une commande sans capteur de vitesse en traction ferroviaire.

L'utilisation d'un observateur de vitesse associé au contrôle fondé sur l'index d'observabilité proposé dans ce chapitre apparaît donc comme une solution au problème de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse répondant aux contraintes que nous nous sommes fixées. Cette solution ne nécessite pas d'injection haute-fréquence, elle peut alors s'adapter aisément à tout type de machine asynchrone, nécessitant seulement des modifications simples de la commande vectorielle.

La solution de commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse adaptée à la traction ferroviaire a été testée en HIL sur un simulateur numérique. Si nous avons vérifier l'absence de sensibilité aux variations de paramètres électriques, les paramètres électriques de la machine simulée sur le banc HIL ont jusqu'à maintenant été parfaitement connus, et les résultats obtenus ne sont valables que dans le cas d'une connaissance parfaite de ces paramètres. Avant d'utiliser cette commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse sur une vraie machine, il est important de permettre d'obtenir une précision importante lors de la variation des paramètres électriques de la machine. Pour cela, une méthode d'observation de ces paramètres électriques est proposée dans le chapitre suivant.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 4

Méthode d'observation des paramètres électriques de la machine asynchrone

Sommaire

4.1 Introduction 89
4.2 Étude de la sensibilité de la vitesse observée aux variations de paramètres électriques 90
4.2.1 Expérimentation montrant la sensibilité de la vitesse aux paramètres électriques 90
4.2.2 Mesure de la sensibilité de la vitesse aux variations de paramètres électriques 95
4.3 Étude de l'observabilité des paramètres électriques 99
4.3.1 Observabilité de la résistance rotorique R_r 99
4.3.2 Observabilité de la résistance statorique R_s 100
4.3.3 Observabilité conjointe de la résistance rotorique R_r et de la résistance statorique R_s 102
4.4 Mise en place d'un observateur de paramètres électriques 102
4.4.1 Stratégie d'observation de la résistance rotorique R_r 103
4.4.2 Stratégie d'observation de la résistance statorique R_s 104
4.4.3 Stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur l'étude d'observabilité et de sensibilité 105
4.5 Résultats d'observation des paramètres électriques 105
4.5.1 Résultat d'observation de la résistance rotorique R_r 106
4.5.2 Résultat d'observation de la résistance statorique R_s 106
4.5.3 Résultat d'observation des résistances et de la vitesse 108
4.6 Conclusion 110

4.1 Introduction

Le chapitre 3 a permis de définir une nouvelle commande adaptée à la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse pour la traction ferroviaire. Lors de toutes les expérimentations réalisées, nous avons toujours considéré les paramètres électriques comme parfaitement connus. Dans le cadre d'une application réelle, ces paramètres sont variables au cours du temps et selon le point de fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous montrerons en premier lieu sur des exemples d'utilisation que l'observation de la vitesse est sensible aux variations de paramètres électriques. Pour obtenir une observation précise de la vitesse, il est alors crucial de connaître précisément la valeur de ces paramètres électriques. Si ce constat a déjà été fait dans la littérature, [Atk91], [Che15], dans le même esprit que pour l'observabilité de la vitesse que nous avons cherché à quantifier, nous

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

chercherons à quantifier précisément la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de paramètres électriques.

Par ailleurs, pour connaitre les paramètres électriques d'une machine asynchrone, une méthode couramment utilisée est le recours à un estimateur à partir d'une analyse de puissance [Ha00b], [Fai01]. Ces analyses ne fournissent toutefois des résultats précis que pour des fonctionnements à forte puissance, et il a été montré que l'estimation de paramètres électriques avec la vitesse observée peut conduire à une instabilité [Zak12].

L'observation de ces paramètres électriques permet d'obtenir une meilleure dynamique et garantit plus de stabilité. Parmi ces méthodes d'observation, les paramètres couramment considérés sont les deux résistances, la résistance statorique et la résistance rotorique. Souvent, seule la variation de la résistance rotorique est considérée [Hil00], [Wad97]. Nous cherchons à nous intéresser aux cas où l'ensemble de ces paramètres électriques varient, ce qui est le cas lors de l'utilisation sur un moteur.

Malgré l'utilisation fréquente d'observateurs de résistance rotorique ou de résistance statorique, très peu d'analyses ont été réalisées sur l'observabilité des paramètres électriques lorsque le système est augmenté à ces paramètres. À notre connaissance, cette étude d'observabilité n'a été effectuée que sur la résistance rotorique [Vac13]. Dans ce chapitre, nous réaliserons l'étude de l'observabilité conjointe de la vitesse et de ces paramètres électriques. Nous étudierons également l'opportunité d'observer d'autres paramètres comme l'inductance magnétisante.

En nous appuyant sur l'apport de cette double étude de sensibilité et d'observabilité, nous proposerons une stratégie d'observation pour n'observer les paramètres électriques que lorsque cela est nécessaire pour la précision de l'observation de la vitesse, et que lorsque cela est utile, c'est à dire lorsque les conditions d'observation sont bonnes. Cette nouvelle stratégie d'observation fondée sur l'analyse de la sensibilité et de l'observabilité sera implémentée à partir de l'observateur utilisé au chapitre 3.

Enfin, des expérimentations sur simulateur numérique permettront de constater l'apport de la nouvelle stratégie d'observation définie dans cette thèse. Les performances obtenues seront comparées à celles obtenues avec une méthode récente d'observation des paramètres électriques.

4.2 Étude de la sensibilité de la vitesse observée aux variations de paramètres électriques

La littérature évoquant la sensibilité des méthodes d'observation de la vitesse aux variations de paramètres électriques est importante. Cette étude a par exemple été menée lors de l'utilisation d'observateurs adaptatifs [Orl96], [Che15], ou d'une méthode d'injection à basse fréquence [Lep06]. Dans cette partie, des résultats expérimentaux vont mettre en évidence la sensibilité de l'observation de la vitesse aux erreurs de paramètres électriques, puis cette sensibilité de l'observation de la vitesse va être quantifiée.

4.2.1 Expérimentation montrant la sensibilité de la vitesse aux paramètres électriques

Les expérimentations sont de nouveau réalisées sur le banc HIL présenté au chapitre précédent. La machine utilisée est une nouvelle fois celle du train régional X60-b dont les paramètres sont donnés en annexe D. L'avantage de continuer de réaliser les expérimentations sur le banc HIL est que cela permet de fixer la résistance du modèle à une valeur connue, et de faire varier la résistance utilisée dans la commande et l'observateur. L'observateur de vitesse reste inchangé par rapport à celui présenté au chapitre 3. Il s'agit toujours d'un filtre de Kalman étendu dont les réglages restent ceux donnés en (3.36) et (3.37).

En faisant varier la valeur des paramètres électriques considérés dans l'observateur, il est possible d'évaluer la sensibilité de l'observateur utilisé à ces variations de paramètres. Les résultats obtenus sont donc dépendants de l'observateur utilisé et de ses réglages. C'est la raison pour laquelle l'observateur et ses réglages restent identiques au cours des différentes expérimentations HIL.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

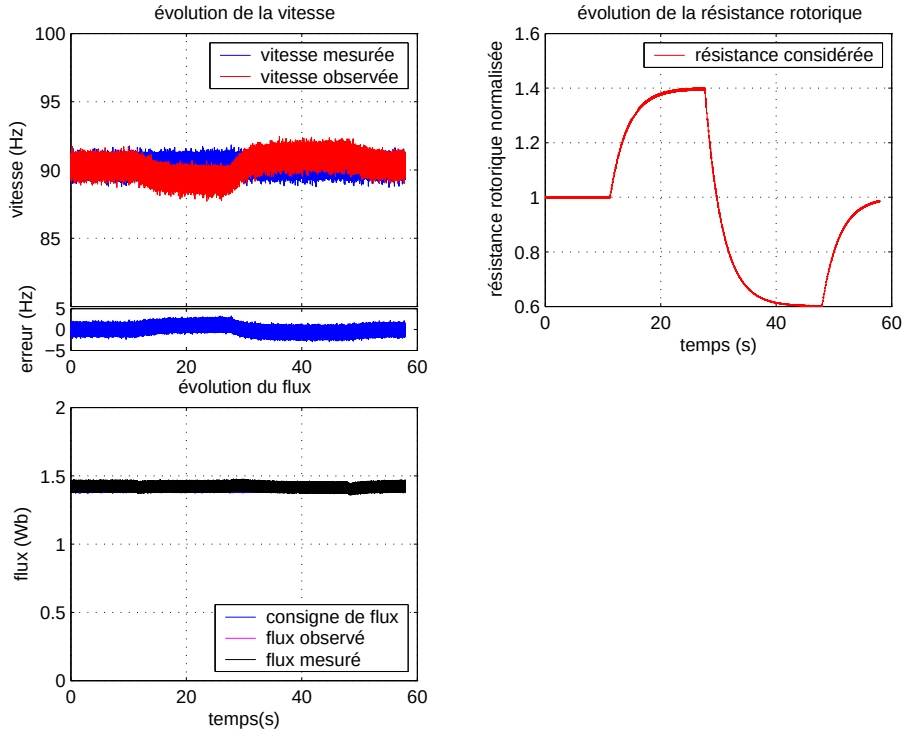


FIGURE 4.1 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance rotorique réalisée à haute vitesse en HIL.

Sensibilité à la résistance rotorique R_r

Dans un premier temps, la sensibilité de l'observateur de vitesse utilisé aux variations de résistance rotorique R_r est étudiée. La résistance rotorique de la machine asynchrone simulée dans le banc HIL est fixée à sa valeur nominale. La résistance rotorique considérée dans la commande et l'observateur de vitesse varie entre +40% et -40% de cette valeur nominale. L'observateur de vitesse est utilisé en boucle ouverte afin d'étudier simplement l'erreur d'observation de la vitesse.

La figure 4.1 présente la vitesse mesurée, observée, et l'erreur d'observation de vitesse, la résistance rotorique considérée dans l'observateur et la commande, et le flux de consigne, mesuré et observé, lorsque la résistance rotorique varie lors d'un fonctionnement à vitesse élevée, de 90 Hz. Ces relevés font apparaitre qu'une erreur de résistance rotorique de 40% induit une erreur statique sur l'observation de vitesse d'au plus 1 Hz. Comme nous l'avons mentionné en section 1.3.4, cette erreur d'observation de la vitesse est à comparer au glissement nominal de la machine car c'est cet écart qui engendrera une erreur de couple dans la commande en boucle fermée. Dans le cas de la machine utilisée ici, le glissement nominal est d'environ 6 Hz.

La figure 4.2 présente les relevés de ces mêmes grandeurs lors d'un fonctionnement à basse vitesse, de 2 Hz. L'erreur d'observation de la vitesse reste d'une amplitude comparable à celle constatée lors de l'essai à 90 Hz. Une erreur de 40% sur la résistance rotorique engendre une erreur d'observation de la vitesse de 1 Hz. La principale différence par rapport à l'essai à haute vitesse tient dans la précision de l'observation du flux qui présente une erreur importante, de 0,2 Wb, lorsque la résistance rotorique considérée dans l'observation et dans la commande chute de 40%.

L'observateur de vitesse présente donc une sensibilité aux variations de la résistance rotorique, mais cette sensibilité reste toutefois modérée. L'erreur d'observation de la vitesse engendrée par une erreur importante sur la résistance rotorique reste en effet inférieure à 1 Hz. L'erreur d'observation du flux peut quant à elle être importante, comme c'est le cas lors du fonctionnement à 2 Hz.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

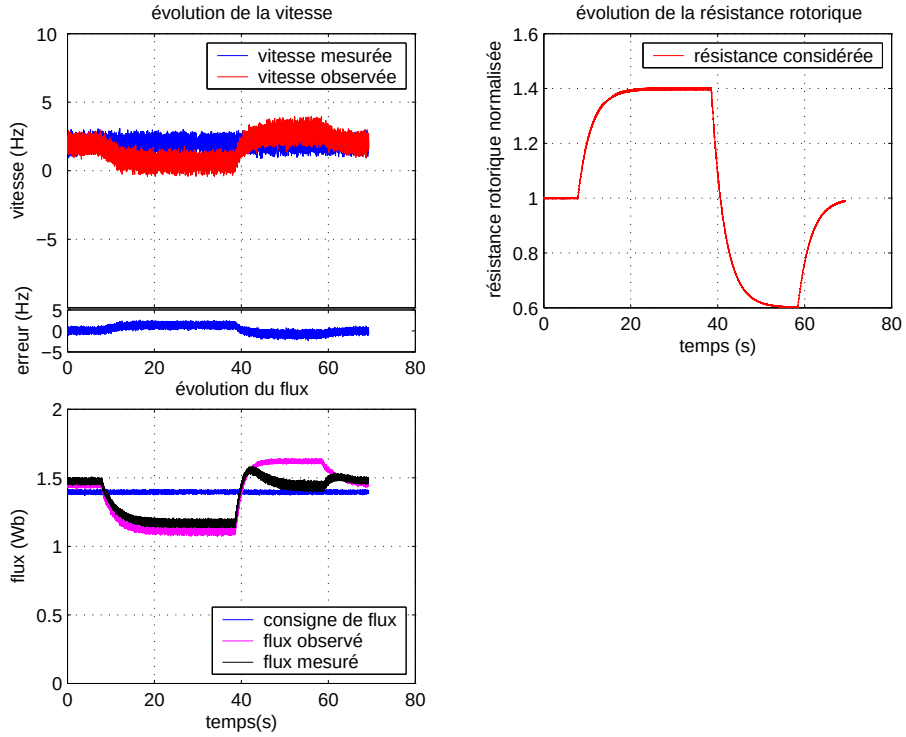


FIGURE 4.2 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance rotorique réalisée à basse vitesse en HIL.

Sensibilité à la résistance statorique R_s

La sensibilité de l'observateur de vitesse utilisé aux variations de résistance statorique R_s est étudiée de la même manière.

La figure 4.3 présente les résultats obtenus lorsque la résistance statorique varie et lors d'un fonctionnement à vitesse élevée, 90 Hz. Ces relevés font apparaitre qu'une erreur de résistance statorique jusqu'à 40% n'induit pas d'erreur d'observation de vitesse.

La figure 4.4 présente les résultats obtenus lorsque la résistance statorique varie et pour un fonctionnement à faible vitesse, de 2 Hz. Ces relevés font apparaitre qu'une erreur de résistance statorique jusqu'à 40% induit une erreur d'observation de vitesse de 1,5 Hz. Le flux observé présente également une erreur importante, proche de 0,4 Wb, du fait de la variation de la résistance statorique, montrant que c'est l'ensemble du vecteur d'état observé qui est sensible aux variations de la résistance.

L'observateur de vitesse présente donc une sensibilité aux variations de la résistance statorique plus ou moins prononcée selon la vitesse de fonctionnement. L'observateur de vitesse semble d'autant plus sensible aux variations de la résistance statorique que la vitesse est faible. Cela peut s'expliquer simplement par le fait qu'une erreur de résistance statorique est vue par l'observateur comme une erreur sur la tension appliquée à la machine. Cette chute de tension a d'autant plus d'importance que la tension appliquée est faible, et donc qu'elle se produit à basse vitesse.

Sensibilité à l'inductance magnétisante L_m

Le dernier paramètre électrique considéré est l'inductance magnétisante. La sensibilité de l'observateur de vitesse utilisé aux variations d'inductance magnétisante L_m est donc étudiée de la même manière que précédemment.

La figure 4.5 présente les résultats obtenus lorsque l'inductance magnétisante varie lors d'un fonctionnement à 90 Hz. Ces relevés font apparaitre qu'une erreur d'inductance magnétisante de 40% induit une erreur d'observation de vitesse inférieure à 0,1 Hz. L'observateur de vitesse est donc insensible aux variations d'inductance magnétisante lors d'un fonctionnement à haute vitesse.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

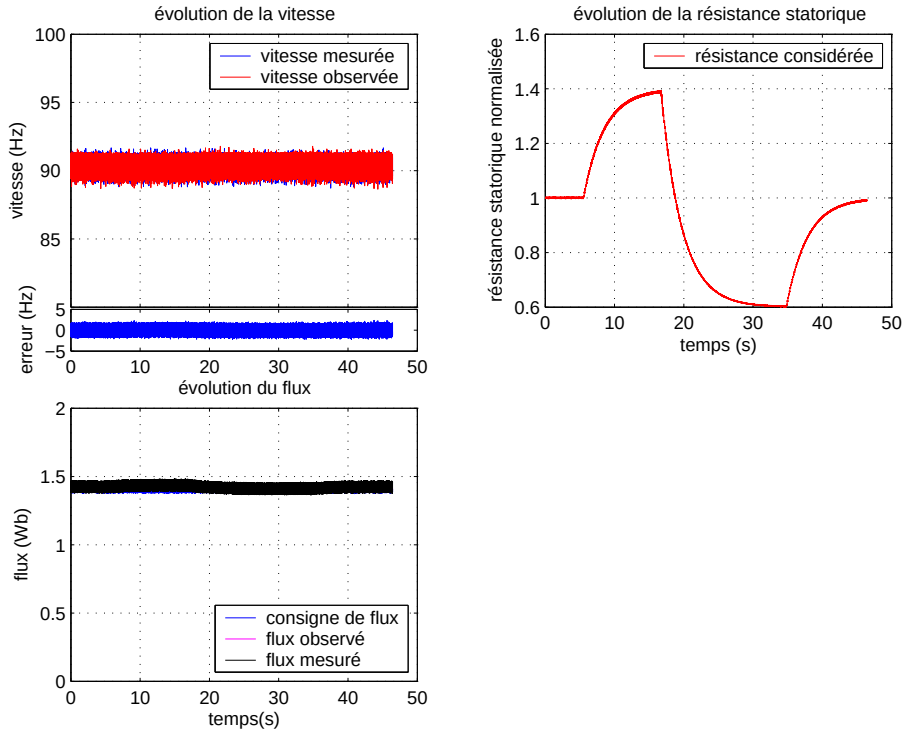


FIGURE 4.3 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance statorique réalisée à haute vitesse en HIL.

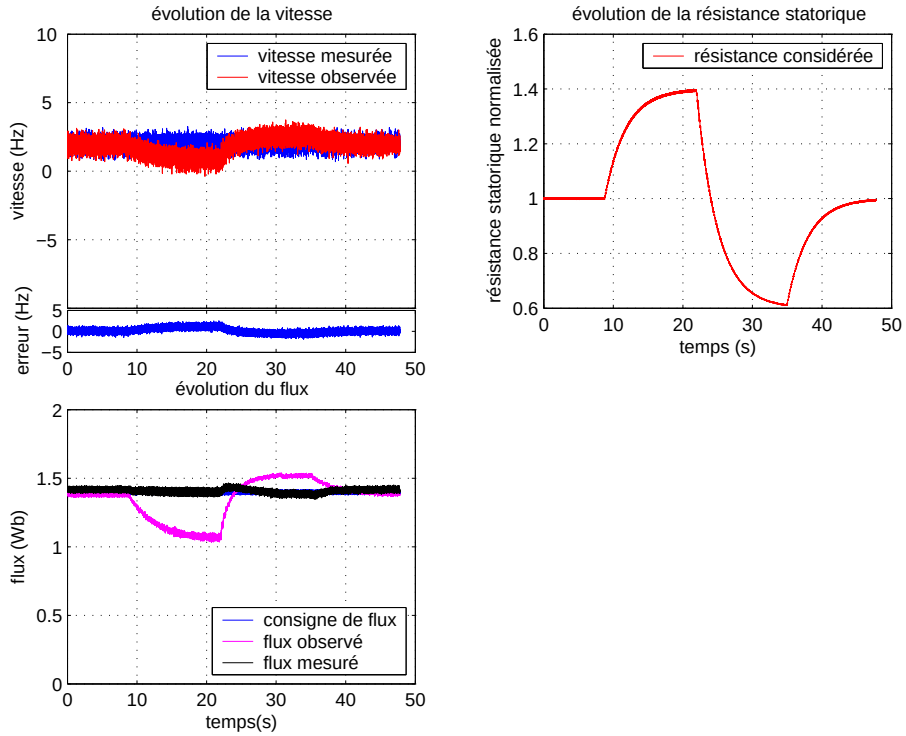


FIGURE 4.4 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de la résistance statorique réalisée à basse vitesse en HIL.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

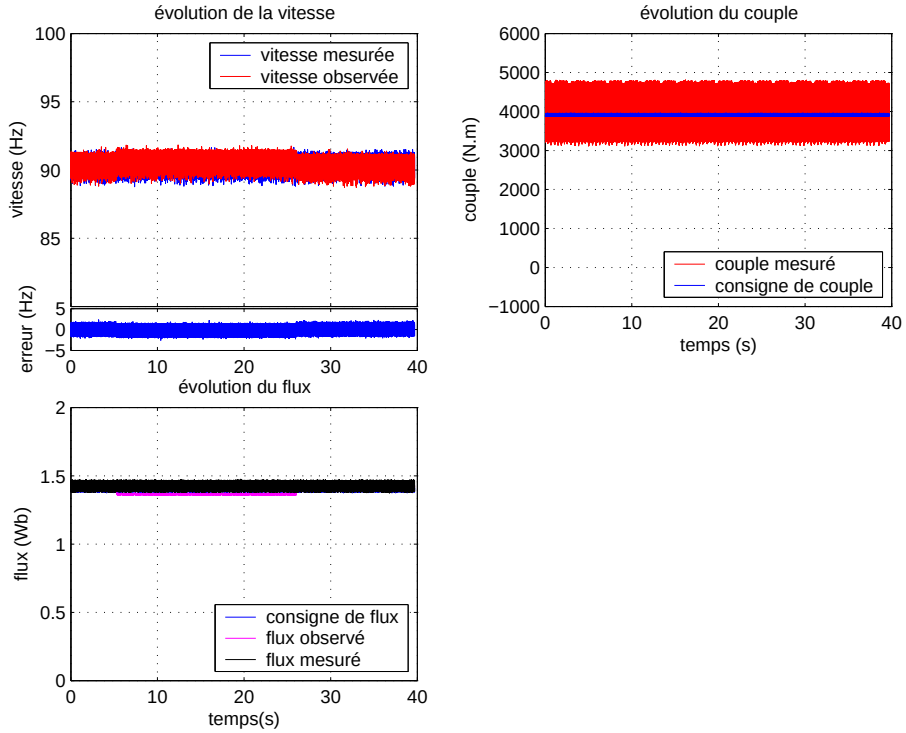


FIGURE 4.5 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de l'inductance magnétisante réalisée à haute vitesse en HIL.

TABLEAU 4.1 – Erreur d'observation de vitesse engendrée par une erreur de 40% sur un paramètres électrique.

	erreur d'observation de vitesse (Hz)		
paramètre électrique variant	R_r	R_s	L_m
fonctionnement à 90 Hz	<1	<0,1	<0,1
fonctionnement à 2 Hz	<1	1,5	0,3

La figure 4.6 présente les relevés de ces mêmes grandeurs lors d'un fonctionnement à basse vitesse, de 2 Hz. L'erreur d'observation de la vitesse reste d'une amplitude comparable à celle constatée lors de l'essai à plus grande vitesse. Une erreur de 40% sur l'inductance magnétisante engendre une erreur d'observation de la vitesse de 0,3 Hz. La principale différence par rapport à l'essai à haute vitesse tient dans la précision de l'observation du flux qui présente une erreur importante, de 0,3 Wb, lorsque l'inductance magnétisante considérée dans l'observation et dans la commande chute de 40%.

L'observateur de vitesse présente donc une sensibilité aux variations d'inductance magnétisante, mais cette sensibilité reste faible. L'erreur d'observation de la vitesse engendrée par une erreur importante sur l'inductance magnétisante reste en effet inférieure à 0,3 Hz.

Bilan sur la sensibilité des paramètres

Le tableau 4.1 récapitule l'ensemble des résultats obtenus au cours de ces simulations. Deux paramètres dont la valeur doit être connue précisément apparaissent déjà : la résistance rotorique, car elle impacte l'observation de vitesse aussi bien lors de l'expérimentation HIL à basse vitesse que lors de celle à haute vitesse, et la résistance statorique, car la vitesse observée y est particulièrement sensible lors du fonctionnement à basse vitesse.

Nous venons de mettre en évidence la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres électriques. Il apparaît ainsi qu'il est nécessaire de traiter le problème de la précision avec laquelle les paramètres électriques sont connus pour obtenir une observation précise de vitesse. Dans la partie suivante, nous allons chercher à quantifier cette sensibilité pour obtenir

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

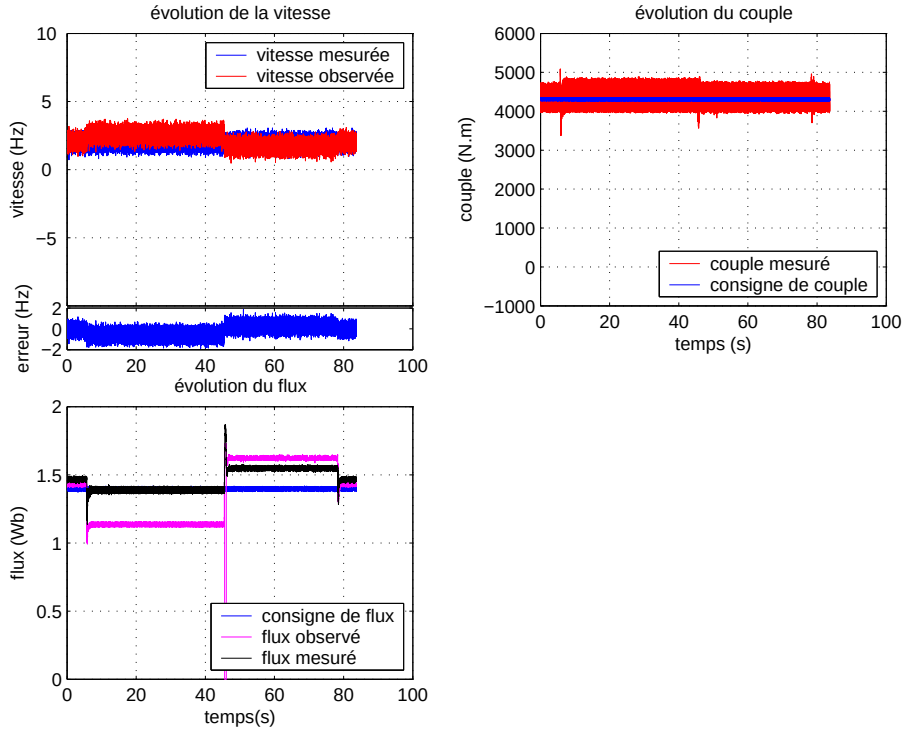


FIGURE 4.6 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'une variation de l'inductance magnétisante réalisée en basse vitesse en HIL.

des résultats plus précis que ceux portant sur deux points de fonctionnement particuliers.

4.2.2 Mesure de la sensibilité de la vitesse aux variations de paramètres électriques

La mesure de la sensibilité à une variation de paramètres repose sur les variations de la sortie du modèle, y, suite à une variation des paramètres, ϑ. Il existe deux manière d'avoir accès à cette sensibilité. D'une part, il est possible d'utiliser une méthode analytique et, d'autre part, il est possible de procéder par simulations pour obtenir une valeur empirique de cette sensibilité.

L'expression analytique de la sensibilité est définie de la manière la plus simple et la plus intuitive par la sensibilité dite OAT (*One At a Time* car la sensibilité à chaque paramètre est étudiée indépendamment), [Car07], [Dob10], notée σ, et dont l'expression est donnée en (4.1). Cette définition mathématique de la sensibilité permet bien d'étudier la variation de la sortie y due aux variations des paramètres ϑ.

$$\sigma = \frac{\partial y}{\partial \vartheta} \tag{4.1}$$

Dans notre cas, nous cherchons à connaître la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres. La sortie du système que nous étudions est donc l'observation de la vitesse [1]. La sensibilité de l'observation de la vitesse à une variation de paramètre électrique, noté dans un premier temps ϑ tant qu'il n'est pas spécifié, est donc donnée en (4.2).

$$\sigma_\omega = \frac{\partial \hat{\omega}}{\partial \vartheta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \frac{\partial \hat{x}}{\partial \vartheta} \tag{4.2}$$

En conservant les notations utilisées jusqu'à maintenant, c'est-à-dire que $\mathcal{F}$ représente l'évolution du système après discrétisation, x l'état, u la commande, y la mesure, K le gain de l'observateur, et C la matrice d'observation, la sensibilité de l'observation à une erreur de paramètres est exprimée en (4.3). Avec cette expression de la sensibilité de l'observation aux variations de

1. L'étude de la sensibilité des mesures aux variations de paramètres électriques donne une partie de l'information sur la sensibilité de la vitesse, lors de la phase de correction, mais ne contient pas l'ensemble des information. Elle ne renseigne pas sur la sensibilité du modèle, et donc de la phase de prédiction, aux variations de paramètres.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

paramètres, il apparait clairement que cette sensibilité dépend du gain K choisi, et donc de l'observateur utilisé. Le calcul porte donc sur la sensibilité de l'observateur de vitesse, et non sur la sensibilité de l'observation, de manière générale. L'observateur choisi étant un filtre de Kalman étendu, le calcul de gain de Kalman est détaillé en (4.4), ainsi que l'expression de la matrice de covariance P comme solution de l'équation de Riccati.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{x}}{\partial \vartheta} &= \frac{\partial}{\partial \vartheta}\left(\mathcal{F}(\hat{x},u) - K(y-\hat{y})\right) \\ &= \frac{\partial}{\partial \vartheta}\left(\mathcal{F}(\hat{x},u)\right) - \frac{\partial K}{\partial \vartheta}(y - C\hat{x}) + KC\frac{\partial \hat{x}}{\partial \vartheta} \\ \Leftrightarrow \quad (I-KC)\frac{\partial \hat{x}}{\partial \vartheta} &= \left(\frac{\partial}{\partial \vartheta}\left(\mathcal{F}(\hat{x},u)\right) - \frac{\partial K}{\partial \vartheta}(y - C\hat{x})\right) \end{aligned} \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned} K &= PC^T\left(CPC^T + R\right)^{-1} \\ 0 = AP + PA^T - PC^TV^{-1}CP &\Leftrightarrow P = \int_0^\infty e^{A^T\tau}C^TV^{-1}Ce^{A\tau}\mathrm{d}\tau \end{aligned} \tag{4.4}$$

Comme on le voit, le calcul direct de la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres présente deux contraintes. La première est que le résultat n'est obtenu que pour un observateur donné, la seconde est la complexité des calculs, puisqu'il faut encore réaliser la dérivée partielle du gain de Kalman et de la matrice de covariance présentés en (4.4). L'interprétation rapide de ce calcul de la sensibilité de l'observateur de vitesse aux variations de paramètres électriques ne sera alors pas possible.

Le second moyen d'avoir accès à la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres est de recourir à une méthode empirique. Il s'agit alors de simuler un même profil un grand nombre de fois avec une variation des paramètres θ, et de mesurer pour chaque simulation la variations des sorties y par rapport aux sorties de référence y^0, lorsqu'aucune erreur n'est réalisée sur les paramètres électriques. De la même manière que pour l'utilisation d'une expression analytique de la sensibilité, le résultat obtenu ne sera valable que pour l'observateur utilisé au cours des simulations. L'interprétation des résultats sera quant à elle beaucoup plus aisée. C'est la raison pour laquelle cette méthode empirique d'évaluation de la sensibilité paramétrique de l'observation de vitesse est très présente dans la littérature [Che15], [Sun16].

Nous privilégions donc la méthode empirique pour étudier la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres. L'observateur utilisé est un l'observateur de Kalman étendu synthétisé en section 3.3.

Pour pouvoir réaliser des simulations un grand nombre de fois en faisant varier les résistances, l'inductance magnétisante et la vitesse, les simulations MATLAB sont privilégiées. Cela offre l'avantage de pouvoir réaliser les simulations avec l'ensemble des autres paramètres entièrement connus et sans bruit de mesure, ce qui n'est pas le cas lors de simulations en HIL. La cause d'une erreur d'observation de la vitesse pourra alors être attribuée à l'erreur commise sur la résistance ou l'inductance considérée. Les paramètres de la machine sont toujours ceux du moteur traction du train X60-b dont les paramètres sont présentés en annexe D. Le filtre de Kalman étendu utilisé est celui qui a été présenté au chapitre précédent, et les réglages restent inchangés par rapport à ceux présentés en (3.36) et (3.37). Lors de chacune des simulations, la vitesse varie de -60 à 60 Hz électriques par pas de 6 Hz pour une consigne de couple égale au couple nominal. Afin que les résultats ne soient pas perturbés par l'inobservabilité de la vitesse à faible fréquence statorique, la CFIO présentée au chapitre 3 a été implémentée.

Chacun des paramètres électriques considérés, la résistance rotorique, la résistance statorique et l'inductance magnétisante varie par pas de 5% entre +30 et -30% de sa valeur nominale au cours des simulations.

Sensibilité à la résistance rotorique R_r

La figure 4.7 présente les résultats de ces simulations lorsque la résistance rotorique varie. L'erreur commise sur l'observation de la vitesse est tracée pour différentes erreurs commises sur la résistance rotorique.

Ces simulations font apparaître que la sensibilité de l'observateur de vitesse aux variations de résistance rotorique reste réduite (inférieure à 1 Hz d'erreur statique), et que cette sensibilité est constante sur l'ensemble de la plage de vitesse. Cette sensibilité est également linéaire :

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

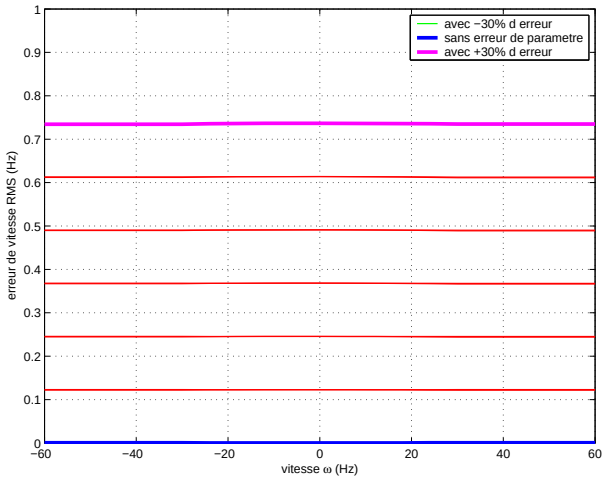


FIGURE 4.7 – Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur la résistance rotorique R_r, par pas de 5%.

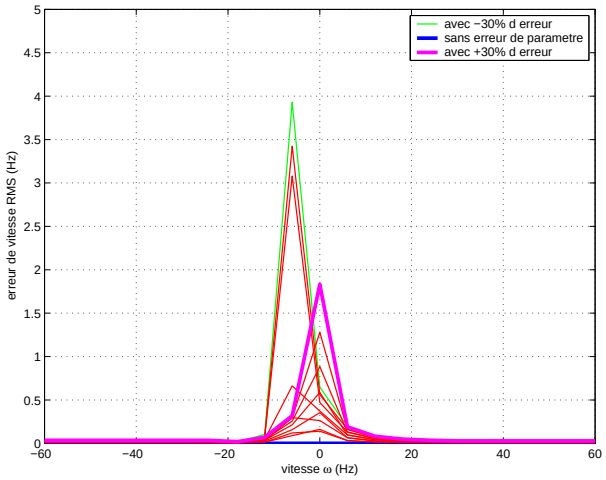


FIGURE 4.8 – Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur la résistance statorique R_s, par pas de 5%.

un doublement de l'erreur de résistance rotorique double également l'erreur d'observation de vitesse.

Sensibilité à la résistance statorique R_s

La figure 4.8 présente les résultats de ces simulations lorsque la résistance statorique varie. L'erreur commise sur l'observation de la vitesse est tracée pour différentes erreurs commises sur la résistance statorique.

Ces simulations font apparaître que la sensibilité de l'observateur de vitesse aux variations de résistance statorique n'est pas uniforme. L'impact à haute vitesse (au delà d'une dizaine de Hertz) d'une variation de résistance statorique est très faible (0,05 Hz pour 30% d'erreur sur la résistance statorique). L'impact à basse vitesse est quant à lui très important, jusqu'à 4 Hz d'erreur, et est variable selon le signe de la variation de la résistance statorique. Une connaissance précise de la valeur de la résistance statorique est donc primordiale pour obtenir une observation de vitesse précise à basse vitesse.

Sensibilité à l'inductance magnétisante L_m

La figure 4.9 présente les résultats de ces simulations lorsque l'inductance magnétisante varie. L'erreur commise sur l'observation de la vitesse est tracée pour différentes erreurs commises sur l'inductance magnétisante.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

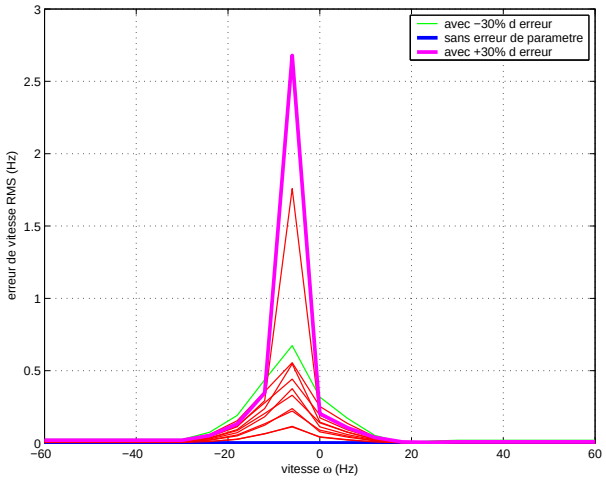


FIGURE 4.9 – Erreurs d'observation de la vitesse pour des erreurs différentes commises sur l'inductance magnétisante L_m, par pas de 5%.

Ces simulations font apparaître que la sensibilité de l'observateur de vitesse aux variations d'inductance magnétisante n'est pas uniforme. L'impact à haute vitesse (au delà d'une dizaine de Hertz) d'une variation d'inductance magnétisante est très faible (0,025 Hz pour 30% d'erreur sur l'inductance magnétisante). L'impact à basse vitesse est quant à lui plus important, jusqu'à 2,7 Hz d'erreur, et est variable selon le signe de la variation de l'inductance magnétisante. Dès lors que l'erreur d'inductance magnétisante est de signe négatif, ou inférieure à 20%, l'erreur d'observation de vitesse qui en résulte devient toutefois inférieure à 0,7 Hz.

Bilan sur l'étude de sensibilité

Les trois paramètres qui influent sur l'observation de vitesse de la machine asynchrone le font de manière différente. La précision sur la résistance rotorique impacte peu la précision d'observation de la vitesse (moins d'1 Hz électrique d'erreur dans les pires cas), mais cet impact est commis sur l'ensemble de la plage de vitesse. La précision sur la résistance statorique est celle qui impacte le plus la précision d'observation de la vitesse lors d'un fonctionnement à basse vitesse (jusqu'à 4 Hz électrique d'erreur), mais cet impact devient faible lorsque la vitesse augmente (dès 15 Hz, l'erreur devient inférieur à 0,1 Hz). Enfin, la précision sur l'inductance magnétisante impacte la précision d'observation de la vitesse uniquement à basse vitesse, et dans une moindre amplitude que la précision sur la résistance statorique.

Pour assurer une observation précise de la vitesse, il s'agit alors de connaître ces paramètres électriques avec précision, et de suivre leur évolution au cours du fonctionnement. Les variations de la résistance rotorique et de la résistance statorique sont dues à l'évolution de la température du moteur et à la fréquence des courants du fait de l'effet de peau. Les variations de l'inductance magnétisante sont dues à l'évolution de l'amplitude et de la fréquence du flux, et varient très peu avec le vieillissement.

L'évolution de l'inductance magnétisante en fonction du flux pouvant être mesurée en débarqué, l'utilisation d'un observateur de flux permet d'estimer l'inductance magnétisante en cours de fonctionnement. La figure 4.10 présente l'évolution mesurée de l'inductance magnétisante L_m en fonction du flux pour le moteur utilisé sur les trains X60-b. Sur cette figure, l'échelle de l'évolution de l'inductance n'est pas indiquée. La mesure de l'inductance magnétisante en débarqué et la tabulation selon l'amplitude du flux est la solution que nous avons privilégiée.

L'évolution de la résistance rotorique et de la résistance statorique étant plus difficile à estimer, le recours à l'observation de ces résistances est privilégié. Pour cela, l'observabilité de la résistance rotorique et de la résistance statorique va être étudiée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

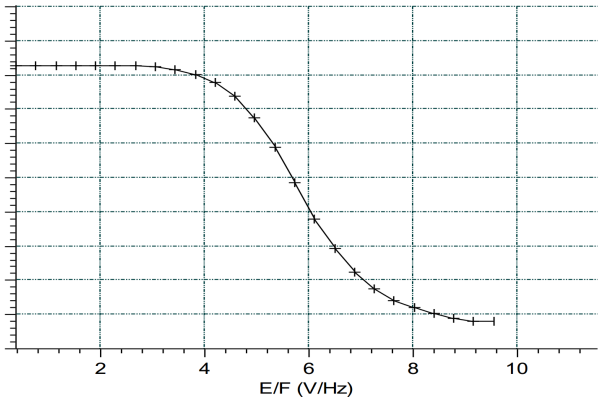


FIGURE 4.10 – Évolution de l'inductance magnétisante en fonction du flux pour le moteur du train X60-b.

4.3 Étude de l'observabilité des paramètres électriques

4.3.1 Observabilité de la résistance rotorique R_r

L'étude de l'observabilité conjointe de la vitesse et de la résistance rotorique a déjà été réalisé dans le repère (α,β) [Vac13]. Nous avons toutefois montré sans la section 3.2, pour l'étude de l'observabilité de la vitesse, que le choix du repère dans lequel est réalisé l'étude d'observabilité n'impacte pas les résultats obtenus, mais que l'interprétation physique de ces résultats est plus rapide lorsque le modèle (d,q) est utilisé. Cette étude est donc réalisée ici dans le repère (d,q). Le modèle de la machine dans le repère (d,q) que nous avons choisi d'utiliser pour l'observation de la vitesse (3.4) est augmenté à la résistance rotorique considérée comme lentement variable (4.5). La matrice d'observabilité est simplifiée, afin de la représenter dans la base dans laquelle son expression est la plus simple. Les opérations effectuées sur les lignes et colonnes sont détaillées en annexe en (B.6). L'expression des dérivées temporelles première et seconde du flux, obtenues à partir de l'expression des courants (4.6) et de leurs dérivées (4.7) est également utilisée. Cette matrice d'observabilité est présentée en (4.8) en annulant les termes en φ_{rq} et de toutes ses dérivées temporelles. Le déterminant de cette matrice d'observabilité est donné en (4.9). Les conditions d'observabilité présentées pour le modèle (α,β) dans [Vac13] sont retrouvées, à savoir que la dérivée de l'amplitude du flux doit être non nulle. Cette condition nécessaire d'observabilité est présentée en (4.10).

$$\Sigma_{MA}^{(d,q)} : \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rq} + \frac{v_{sd}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{v_{sq}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \\ \dot{\omega} = 0 \\ \dot{R}_r = 0 \end{cases} \quad y = [i_{sd}, i_{sq}] \tag{4.5}$$

$$\begin{cases} \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} = \dot{\varphi}_{rd} + \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} - (\omega_s - \omega)\,\varphi_{rq} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} = \dot{\varphi}_{rq} + (\omega_s - \omega)\,\varphi_{rd} + \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \end{cases} \tag{4.6}$$

$$\begin{cases} \frac{L_m R_r}{L_r}\frac{di_{sd}}{dt} = \ddot{\varphi}_{rd} + \frac{R_r}{L_r}\dot{\varphi}_{rd} - (\omega_s - \omega)\,\dot{\varphi}_{rq} \\ \frac{L_m R_r}{L_r}\frac{di_{sq}}{dt} = \ddot{\varphi}_{rq} + (\omega_s - \omega)\,\dot{\varphi}_{rd} + \frac{R_r}{L_r}\dot{\varphi}_{rq} \end{cases} \tag{4.7}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} & -(\omega_s - \omega)\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\varphi_{rd} & -\ddot{\varphi}_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} & 0 \end{bmatrix} \tag{4.8}$$

$$\det(\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}}) = \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2 + \omega^2\right)\left(\ddot{\varphi}_{rd}\dot{\varphi}_{rd} - \omega_s(\omega_s - \omega)\dot{\varphi}_{rd}\varphi_{rd}\right) \tag{4.9}$$

$$\dot{\varphi}_{rd} \neq 0 \Rightarrow (\omega, R_r) \text{ observables} \tag{4.10}$$

Remarque 1 : La condition $\omega_s \neq 0$ n'apparait pas comme condition d'observabilité conjointe de la vitesse et de la résistance rotorique. La variation de l'amplitude du flux est en effet une condition d'observabilité de la vitesse (3.8).

4.3.2 Observabilité de la résistance statorique R_s

Pour étudier l'observabilité conjointe de la vitesse et de la résistance statorique, le modèle (3.4) est de nouveau utilisé, augmenté à la résistance statorique considérée comme lentement variable (4.11). La matrice d'observabilité, calculée dans le repère tournant (d,q) est simplifiée afin de la représenter dans la base dans laquelle son expression est la plus simple. Les opérations sur les lignes et les colonnes sont détaillées en annexe en (B.7). Cette matrice d'observabilité est donnée en (4.12). En prenant comme expression du glissement celle donnée en (1.21), l'expression de la matrice d'observabilité dans le repère (d,q) peut être encore simplifiée comme en (4.13). Lors d'un fonctionnement en régime continu ($\frac{di_{sd}}{dt} = 0$ et $\frac{di_{sq}}{dt} = 0$), la matrice d'observabilité est présentée en (4.14). Il apparait ainsi qu'il est important qu'il y ait du courant sur l'axe (q), et donc un couple électrique produit, pour que la résistance statorique soit observable. C'est donc l'amplitude du courant i_{sq} qui rend la résistance statorique observable en même temps que la vitesse. Une condition nécessaire d'observabilité conjointe de la résistance statorique et de la vitesse est présentée en (4.15). Dans la mesure où des hypothèses intermédiaires ont été faites sur le régime du système, ce n'est pas une condition suffisante, mais uniquement une condition d'observabilité en régime continu.

$$\Sigma_{MA}^{(d,q)} : \begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rd} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rq} + \frac{v_{sd}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{rd} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{rq} + \frac{v_{sq}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \dot{\varphi}_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{rq} \\ \dot{\omega} = 0 \\ \dot{R}_s = 0 \end{cases} \tag{4.11}$$
$$y = [i_{sd}, i_{sq}]$$

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 & i_{sd} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} & i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\varphi_{rd} & \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega) i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} & \frac{di_{sq}}{dt} - (\omega_s - \omega) i_{sd} + \frac{R_r}{L_r} i_{sq} \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 & i_{sd} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} & i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\varphi_{rd} & \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r}i_{sd} + \frac{R_rL_m}{L_r}\frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\dot{\varphi}_{rd} & \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{R_rL_m}{L_r}\frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}i_{sd} + \frac{R_r}{L_r}i_{sq} \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

$$\mathcal{O}_{\Sigma_{MA}^{(d,q)}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & \omega & 0 & i_{sd} \\ 0 & 0 & -\omega & \frac{R_r}{L_r} & -\varphi_{rd} & i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_s\varphi_{rd} & \frac{R_r}{L_r}i_{sd} + \frac{R_rL_m}{L_r}\frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}i_{sq} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{R_rL_m}{L_r}\frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}}i_{sd} + \frac{R_r}{L_r}i_{sq} \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

$$(\omega_s\varphi_{rd} \neq 0 \cap i_{sq} \neq 0) \Rightarrow (\omega, R_s) \text{ observables} \tag{4.15}$$

Afin d'étudier plus précisément les performances de l'observation de la résistance statorique à basse vitesse, une nouvelle série de simulations a été effectuée sous Matlab. L'observation de la vitesse et de la résistance statorique est réalisée lors de la simulation du démarrage d'un moteur utilisé sur le train X60-b depuis un couple nul sur une durée de 10 secondes. La vitesse électrique varie de -12 à 12 Hz par pas de 0,3 Hz, et la consigne de couple de -4300 à 4300 N.m par pas de 215 N.m. L'observateur utilisé est un observateur de Kalman similaire à celui utilisé pour l'observation de la vitesse au chapitre 3, augmenté d'un état pour permettre l'observation de la résistance statorique, et cette résistance statorique est modélisée comme lentement variable. L'observateur est synthétisé dans le repère tournant (α,β) qui est le plus propice à l'observation. Les calculs permettant de réaliser l'observation de la résistance statorique sont présentés dans l'annexe C. Les réglages de cet observateur sont donnés en (4.16) et (4.17).

$$R = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 \\ 0 & 10^{-2} \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

$$Q = \begin{bmatrix} 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-5} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5.10^{-5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-8} \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

Lors de ces simulations, il est à noter que l'observation de la résistance statorique est mauvaise lorsque le couple électrique varie. L'erreur d'observation de la vitesse et de la résistance statorique est donc évaluée en ne considérant pas la première seconde de simulation qui correspond à un régime transitoire. La figure 4.11 présente l'erreur commise sur l'observation de la résistance statorique en fonction du couple et de la vitesse de la machine. Deux zones apparaissent pour lesquelles l'erreur d'observation de la résistance statorique est importante. L'une, proche de la fréquence statorique nulle, est due à l'inobservabilité du vecteur d'état dans ces conditions. L'autre, à faible couple et présentant une erreur d'autant plus importante que la vitesse est élevée, correspond à des conditions qui ne sont pas propices à l'observation de la résistance statorique.

Les conditions théoriques d'observabilité conjointe de la résistance statorique et de la vitesse se retrouvent dans les résultats obtenus en simulation. Toutefois, les résultats théoriques obtenus en (4.15) ne portent que sur la nullité du produit $\omega_s\varphi_{rd}$ et du courant i_{sq}, ce qui est équivalent à la nullité du couple. Les résultats expérimentaux montrent quant à eux que les zones de fonctionnement à faible couple, sans que le couple s'annule pour autant, conduisent à une erreur d'observation de la résistance statorique importante. Ces résultats montrent également que la vitesse de la machine impacte l'erreur commise sur l'observation de la résistance statorique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

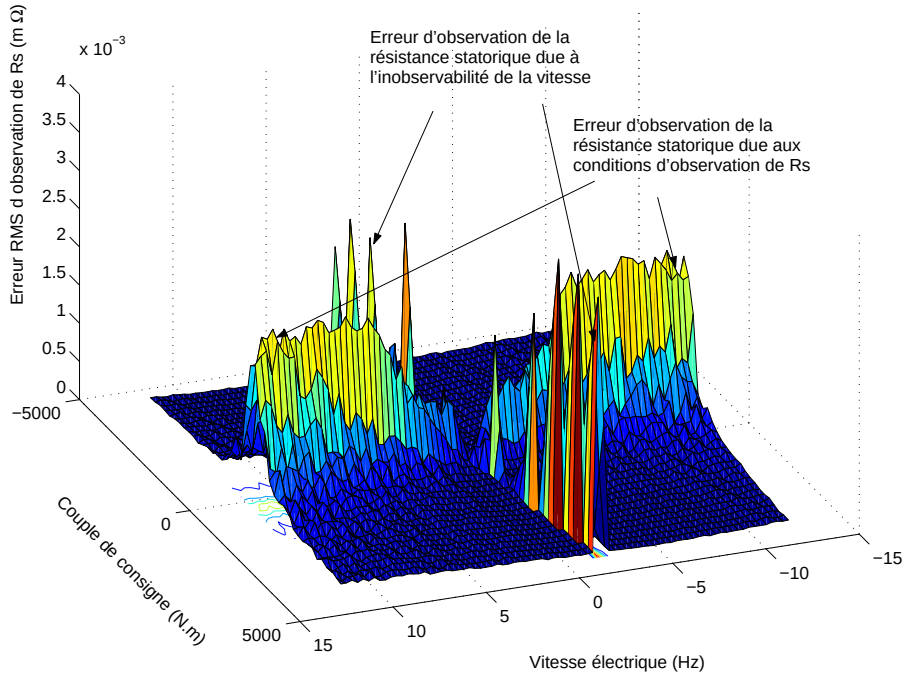


FIGURE 4.11 – Évolution de l'erreur d'observation de la résistance statorique en fonction du couple et de la vitesse de la machine.

Cette influence de la vitesse n'est pas décelable dans l'étude d'observabilité théorique réalisée précédemment.

4.3.3 Observabilité conjointe de la résistance rotorique R_r et de la résistance statorique R_s

Comme mentionné dans [Fai01], l'estimation conjointe de la résistance rotorique et de la résistance statorique est instable. Par ailleurs, nous avons montré qu'il est rarement nécessaire d'observer ces résistances simultanément, et l'augmentation du temps de calcul que cela imposerait serait prohibitif pour l'intégration dans l'électronique dont nous disposons (il faudrait travailler avec des matrices de dimension 7 au lieu de matrices de dimension 6, et rien que l'inversion d'une matrice est d'une complexité algorithmique en $\mathcal{O}(n^3)$). Pour ces trois raisons, nous n'avons pas considéré l'observation conjointe des deux résistances comme une possibilité.

4.4 Mise en place d'un observateur de paramètres électriques

L'étude de la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations des résistances statorique et rotorique a montré qu'il est important de connaître précisément la valeur de ces résistances pour réaliser une observation précise de la vitesse. Par ailleurs, l'étude de l'observabilité de ces résistances réalisée en sections 4.3.1 et 4.3.2 a montré qu'il existe des zones de fonctionnement pour lesquelles ces résistances sont observables simultanément avec la vitesse. Deux observateurs sont donc mis en place, respectivement pour l'observation de la résistance rotorique R_r et pour l'observation de la résistance statorique R_s. Ces observateurs sont conçus pour reprendre une grande partie de l'observateur de vitesse présenté au chapitre 3. Pour cela, le modèle utilisé pour réaliser le filtre de Kalman étendu permettant l'observation de la vitesse (3.27) est augmenté à la résistance rotorique pour l'un et à la résistance statorique pour l'autre. N'ayant aucun modèle permettant de décrire l'évolution de ces résistances, liées à leur évolution thermique, et les constantes de temps thermiques étant très grandes par rapport aux constantes de temps électriques et mécaniques, les résistances sont modélisées comme des grandeurs constantes. Les deux modèles ont été utilisés lors de l'étude de l'observabilité, mais ils sont cette fois considérés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dans le repère le plus favorable à l'observation, à savoir repère (α,β). Ils sont présentés en (4.18) et (4.19).

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \\ \dot{R}_r = 0 \\ y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \end{cases} \tag{4.18}$$

$$\Sigma_{MA}^{(\alpha,\beta)} : \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2}\right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r}\varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2}\varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{r\beta} \\ \dot{\omega} = 0 \\ \dot{R}_s = 0 \\ y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}] \end{cases} \tag{4.19}$$

Les observateurs de résistance rotorique et statorique sont également des filtres de Kalman étendus. Les détails des calculs de ces observateurs se trouvent également en annexe C.

4.4.1 Stratégie d'observation de la résistance rotorique R_r

L'évolution de la résistance rotorique est lente par rapport à la fréquence de calcul. Il n'est donc pas nécessaire de réaliser l'observation de cette résistance de manière continue. Nous proposons ici de ne réaliser cette observation que lorsque cela est nécessaire.

Nous avons montré en section 4.2.2 que les zones de fonctionnement propices à l'observation de la résistance rotorique sont celles pour lesquelles le flux rotorique varie. Par ailleurs, nous avons montré à cette occasion que la nécessité de connaître précisément la valeur de la résistance rotorique est uniforme sur l'ensemble de la plage de fonctionnement (vitesse, couple). Nous avons également montré en section 4.3.1 que pour que la résistance rotorique soit observable, il est nécessaire que l'amplitude du flux varie. De ce fait, pour permettre l'observation de la résistance rotorique, nous proposons d'imposer une variation de l'amplitude du flux, et de synchroniser l'observation de la résistance rotorique avec cette variation du flux. La variation de l'amplitude du flux sera imposée périodiquement afin d'observer la résistance rotorique périodiquement.

L'injection de flux, notée φ_{inj}, est alors ajoutée à la consigne de flux. La variation d'amplitude du flux est choisie sinusoïdale afin de limiter l'impact sur la régulation du couple. La fréquence doit être choisie suffisamment basse pour entrer dans la bande passante de la régulation du flux, bande passante qui dépend des réglages de la régulation de flux et qui est souvent comprise entre 5 et 10 Hz. Cette fréquence d'injection a été fixée ici à 5 Hz. L'amplitude de cette injection sinusoïdale est quant à elle fixée à 20% de la consigne de flux. La période entre deux injections et la durée de cette injection sont à choisir en fonction de la constante de temps d'évolution de la résistance. Cette injection est réalisée par la suite toutes les deux minutes pendant une durée de 5 secondes. L'observation de la résistance rotorique est quant à elle synchronisée sur cette injection, et n'est réalisée que lorsque la variation de l'amplitude du flux observée dépasse une valeur limite notée ρ_φ ; cette valeur a été fixée à $1\,\mathrm{Wb.s^{-1}}$. Lorsque l'observation de la résistance rotorique n'est pas réalisée, ni la prédiction ni la correction de cette grandeur n'est réalisée, elle reste donc égale à la dernière valeur observée.

Le critère d'observation de la résistance rotorique, noté z_{R_r}, est présenté en (4.20).

$$z_{R_r} : \left(\frac{d\varphi_{rd}^{\#}}{dt} \geq \rho_\varphi\right) \cap (\varphi_{inj} \neq 0) \tag{4.20}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

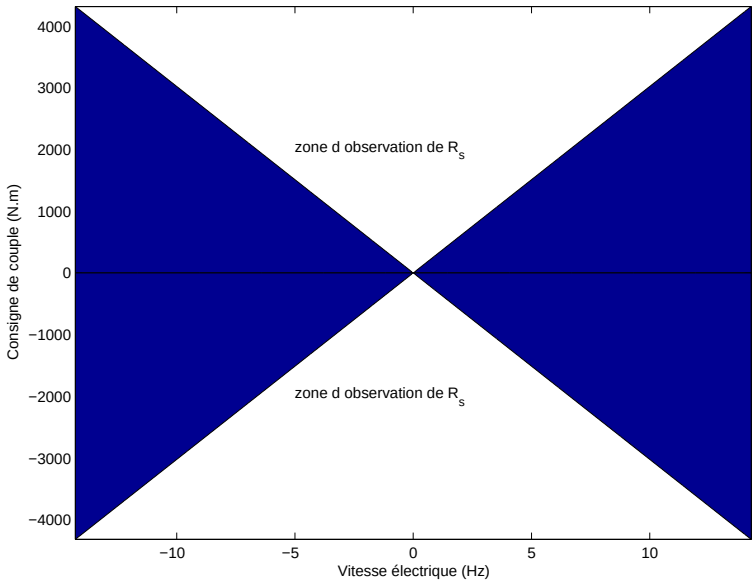


FIGURE 4.12 – Zones du plan (vitesse, couple) pour lesquelles l'observation de la résistance statorique est activée.

4.4.2 Stratégie d'observation de la résistance statorique R_s

L'évolution de la résistance statorique est également lente par rapport à la fréquence de calcul. Comme pour la résistance rotorique, il n'est donc pas nécessaire de réaliser l'observation de la résistance statorique de manière continue. Cette observation peut n'être réalisée que lorsque cela est nécessaire.

L'étude d'observabilité que nous avons réalisée en section 4.3.2 a montré que les zones de fonctionnement propices à l'observation de la résistance statorique sont celles pour lesquelles la vitesse est faible et le couple électrique élevé. Par ailleurs, l'étude de sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de résistance statorique que nous avons menée en section 4.3 a montrée que la nécessité de connaître précisément la valeur de cette résistance statorique n'apparait qu'à basse vitesse. Pour permettre l'observation de la résistance statorique uniquement lorsque cela est nécessaire, nous proposons d'activer l'observation de la résistance statorique sur un critère de vitesse et de couple.

Ce critère est présenté en (4.21), où a est le paramètre permettant le réglage des conditions d'observation. Enfin, pour prendre en compte la faible précision de l'observateur de résistance statorique lorsque le couple électrique varie que nous avons noté en section 4.3.2, cette observation n'est pas réalisée lors d'une variation rapide de la consigne de couple électrique. Ce seuil de variation du couple est noté ρ_{T_E}.

$$aT_E^2 - \omega^2 \leq 0 \tag{4.21}$$

Le critère d'observation de la résistance statorique, noté z_{R_s}, est présenté en (4.22). Les zones d'observation de la résistance statorique lors d'un fonctionnement à couple constant sont présentées en figure 4.12 pour $a = 200$. Il s'agit de retrouver comme zones d'observations de la résistance statorique les zones pour lesquelles l'observation de la résistance statorique apparaissait comme précises sur la figure 4.11. Les zones d'observation de la résistance statorique correspondent effectivement au fonctionnement à basse vitesse, et la vitesse doit être d'autant plus basse que le couple sera faible. Par la suite, les valeurs considérées sont $a = 200$ et $\rho_{T_E} = 2000\,\text{N.m.s}^{-1}$.

$$z_{R_s} : \left(aT_E^2 - \omega^2 \leq 0\right) \cap \left(\frac{dT_E^{\#}}{dt} \leq \rho_{T_E}\right) \tag{4.22}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

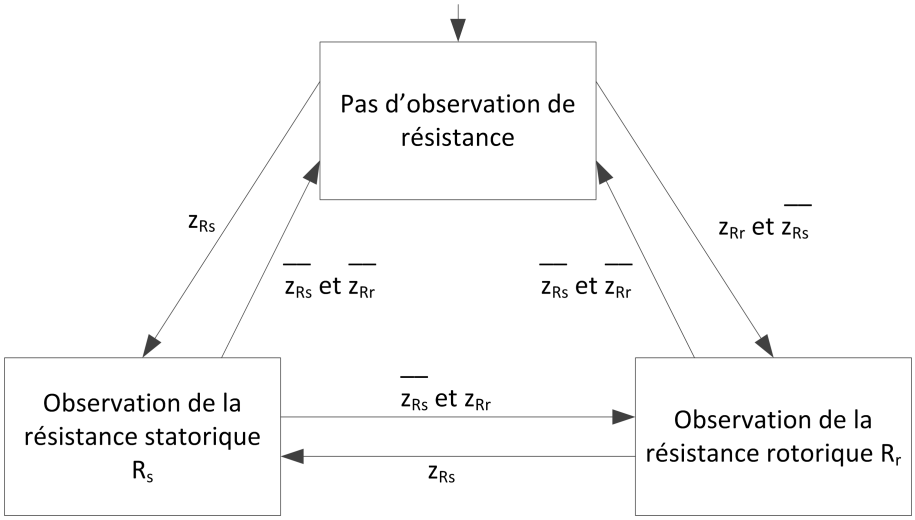


FIGURE 4.13 – Algorithme permettant de sélectionner la résistance de la machine asynchrone à observer.

4.4.3 Stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur l'étude d'observabilité et de sensibilité

Après avoir étudié les stratégies d'observation de chaque résistance indépendamment, il s'agit de définir la stratégie globale d'observation des paramètres électriques fondée sur l'étude d'observabilité et de sensibilité. Il s'agit notamment de définir quelle résistance observer dans le cas où les conditions d'observation sont remplies pour la résistance rotorique et la résistance statorique simultanément. Ces conditions ne peuvent être remplies simultanément qu'à basse vitesse et, comme nous l'avons montré en section 4.2.2, à basse vitesse, l'observation de la vitesse est nettement plus sensible aux variations de la résistance statorique qu'aux variations de la résistance rotorique. Lorsqu'il s'agit de choisir entre les deux résistances à observer, l'observation de la résistance statorique sera donc privilégiée.

La figure 4.13 présente de manière schématique l'algorithme permettant de sélectionner la résistance à observer. Cette stratégie d'observation des paramètres électriques peut être vue comme une sorte de braided EKF [Bar08] où l'observation des résistances rotorique et statorique est entrelacée d'une période de calcul à l'autre, à la différence que le passage de l'observation d'un paramètre à un autre n'est plus réalisé selon un critère temporel, mais selon un critère fondé sur l'étude de l'observabilité et de la sensibilité des paramètres. Ce même article mentionne que, pour réaliser cette alternance d'observation de la résistance rotorique et de la résistance statorique, il est nécessaire de conserver les matrices de covariances liées à l'observation de l'un de ces paramètres lorsqu'on arrête de l'observer, puis d'utiliser cette matrice pour initialiser la matrice de covariance lorsqu'on reprend l'observation de ce paramètre. Dans notre cas, les conditions de fonctionnement pouvant être très différentes entre l'arrêt et la reprise de l'observation de la résistance rotorique ou de la résistance statorique, la dernière ligne et la dernière colonne de la matrice de covariance, qui sont liées à l'observation des paramètres électriques, sont initialisées avec des valeurs nulles à chaque changement de grandeur observée.

4.5 Résultats d'observation des paramètres électriques

L'observateur de résistance rotorique et l'observateur de résistance statorique sont ajoutés à l'observateur de vitesse existant, ainsi que les conditions d'activation de l'observation de ces résistances. Le contrôle du flux est modifié afin de pouvoir ajouter une injection sinusoïdale de flux pour permettre d'observer la résistance rotorique précisément. L'observateur et la commande sont alors implémentés dans l'électronique de commande d'Alstom afin de pouvoir réaliser les expérimentations HIL sur le simulateur numérique présenté au chapitre 3.

L'observateur utilisé est le filtre de Kalman étendu décrit dans la partie précédente. Les

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

réglages de l'observateur sont identiques à ceux donnés en (4.16) et (4.17). Ces réglages sont identiques qu'il s'agisse de l'observation de la résistance rotorique ou statorique, car les bruits de mesures et de modèle sont identiques dans ces deux cas, et les dynamiques d'évolution des deux résistances sont similaires.

Au niveau du pilotage, en utilisant la connaissance du glissement, il est possible d'estimer la valeur des résistances depuis la mesure de vitesse. Cette fonction est conservée afin de comparer les valeurs observées à ces valeurs estimées.

4.5.1 Résultat d'observation de la résistance rotorique R_r

La première expérience réalisée porte sur l'observation de la résistance rotorique. Lors de l'expérimentation, la vitesse est fixée à 90 Hz et la consigne de couple de 4000 N.m. Cette consigne de couple correspond à la pleine traction, la machine étant légèrement défluxée à cette vitesse. La vitesse observée est utilisée dans la commande, si bien qu'il s'agit d'une commande sans capteur de vitesse. La résistance observée est forcée deux fois, à 40% de plus que la valeur nominale après 20 s, puis à 40% de moins que cette valeur nominale après preès de 60 s. La résistance simulée est une résistance à froid, dont la valeur est de 82% de la valeur nominale. La figure 4.14 présente la vitesse mesurée et observée ainsi que l'erreur d'observation de la vitesse, la consigne de couple et le couple mesuré au simulateur, le flux de consigne et le flux observé, la résistance rotorique observée et estimée dans le pilotage lors de cet essai. Les zones d'observations de la résistance rotorique sont indiquées en rouge, il s'agit des moments où l'amplitude du flux varie. Les résultats présentés sur cette figure montrent que l'observation de la résistance rotorique lorsque le flux varie est précise. En effet, dès que l'injection est réalisée, la résistance converge vers la valeur utilisée dans le simulateur, et l'erreur commise sur la valeur observée reste inférieure à 2% de la valeur nominale de la résistance. L'erreur introduite, de 40% de la valeur nominale, correspond à une erreur importante sur la résistance et, quel que soit le signe de cette erreur, la résistance observée converge rapidement vers la valeur de la résistance rotorique. L'observation de la vitesse, qui présente une erreur lorsqu'une erreur est introduite sur la résistance rotorique, converge elle aussi vers la vitesse mesurée lorsque la résistance est correctement observée.

L'observateur de résistance rotorique et les conditions d'observation qui lui sont associées permettent donc d'obtenir une observation de la résistance rotorique précise et rapide, permettant d'annuler l'erreur d'observation de la vitesse lorsque la résistance rotorique de la machine varie.

4.5.2 Résultat d'observation de la résistance statorique R_s

Une expérience similaire est réalisée pour vérifier les performances de l'observation de la résistance statorique. La vitesse est désormais fixée à 2 Hz et la consigne de couple de 4200 N.m, et c'est cette fois la résistance statorique observée qui va être modifiée deux fois, à 40% de plus que la valeur nominale après 1 s, puis à 40% de moins que cette valeur nominale après près de 25 s. La résistance simulée est fixée à la valeur nominale de la résistance statorique. La figure 4.15 présente, lors de cet essai, les relevés des mêmes grandeurs que lors de l'essai précédent, si ce n'est la résistance rotorique qui est remplacée ici par la résistance statorique. La zone d'observation de la résistance statorique est indiquée en bleu, seul le démarrage, lorsque le couple varie, n'en fait pas partie. Les résultats présentés sur cette figure montrent que l'observation de la résistance statorique est précise. L'erreur introduite, de 40% de la valeur nominale, correspond à une erreur importante sur la résistance et, quel que soit le signe de cette erreur, la résistance observée converge rapidement vers la valeur de la résistance statorique.

L'observateur de résistance statorique et les conditions d'observation qui lui sont associées permettent donc d'obtenir une observation de la résistance statorique précise et rapide, permettant d'annuler l'erreur d'observation de la vitesse lorsque la résistance statorique de la machine varie.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

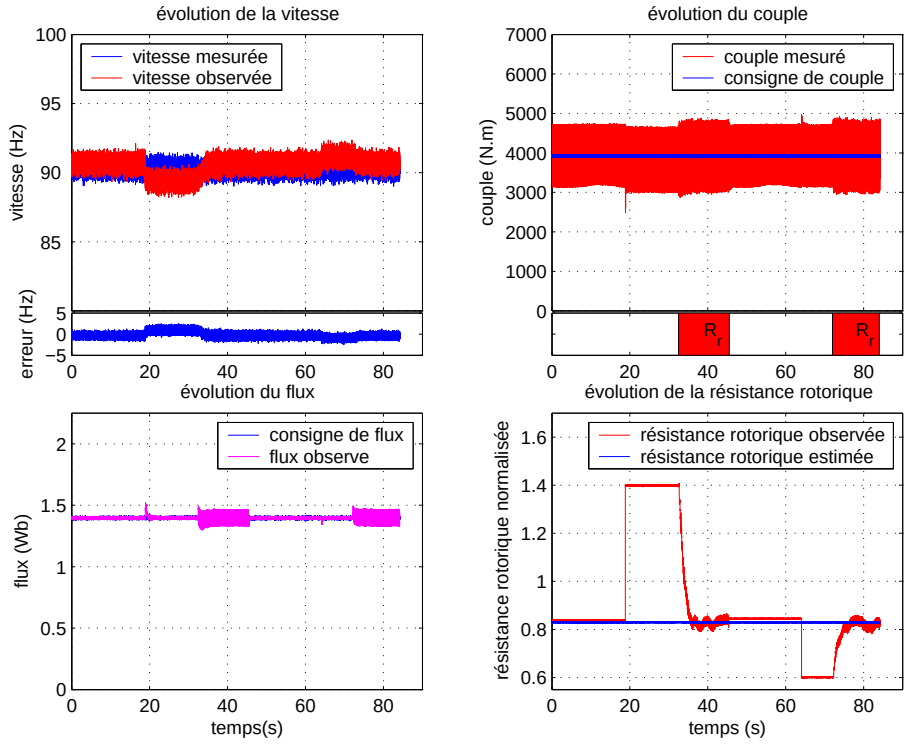


FIGURE 4.14 – Résultats d'observation simultanée de vitesse et de résistance rotorique.

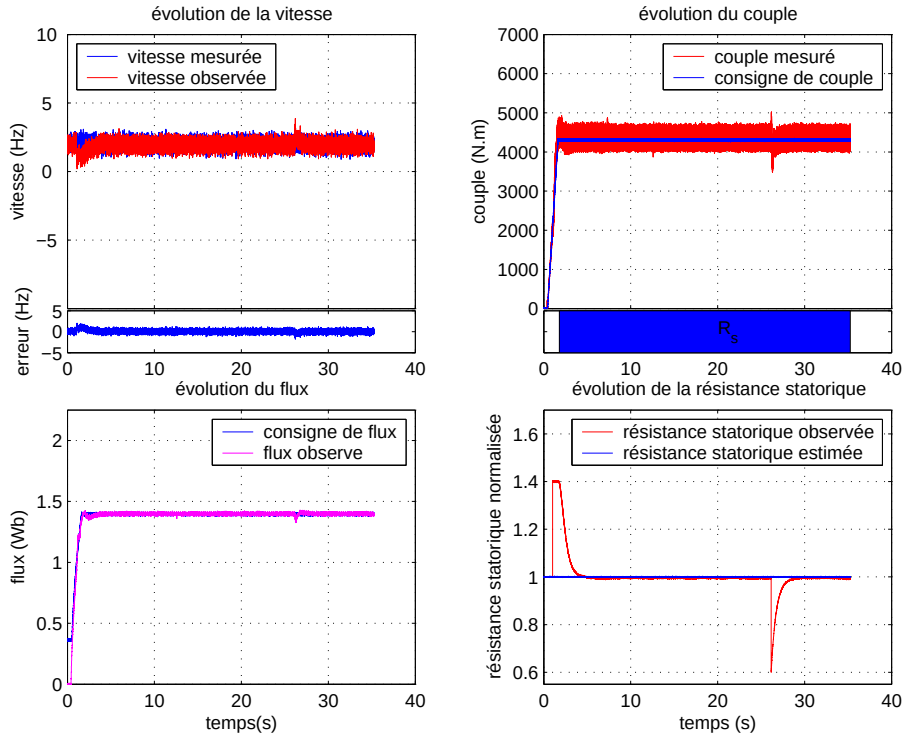


FIGURE 4.15 – Résultats d'observation simultanée de vitesse et de résistance statorique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.5.3 Résultat d'observation des résistances et de la vitesse

Les performances d'observation de la résistance rotorique et de la résistance statorique ayant été validées indépendamment, une expérimentation est réalisée au simulateur HIL afin de valider le bon fonctionnement de la stratégie d'observation de la vitesse et des paramètres électriques de la machine. Les valeurs des résistances rotorique et statorique sont fixées à leur valeur nominale. En début d'expérience, la machine asynchrone tourne à 3 Hz avec une consigne de couple de 4200 N.m. Une erreur de +40% de sa valeur nominale est imposée sur la résistance rotorique observée dès le début de la simulation, et une erreur de +40% de sa valeur nominale est introduite sur la résistance statorique, à t_1. La consigne de couple est ensuite réduite à 210 N.m (5% de la consigne maximum) à t_2, et une erreur de 40% de sa valeur nominale est de nouveau introduite à t_3 sur la résistance statorique. Ce fonctionnement à faible consigne de couple est réalisé sur une longue durée, de l'ordre de 2 minutes. La consigne de couple est ensuite augmentée de nouveau à 4200 N.m, à t_4, et la vitesse cesse d'être imposée par une source externe, jusqu'à atteindre 27 Hz à t_5, où la vitesse est de nouveau imposée à une valeur constante.

La figure 4.16 présente la vitesse mesurée et observée ainsi que l'erreur d'observation de la vitesse, la consigne de couple et le couple mesuré au simulateur, la résistance rotorique estimée et observée et la résistance statorique estimée et observée lors de cet essai, lorsque la stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur l'étude de la sensibilité et de l'observabilité est utilisée. Les zones d'observation de la résistance rotorique sont indiquées en rouge, celles de l'observation de la résistance statorique sont indiquées en bleu. Les résultats présentés sur cette figure montrent que la dynamique d'observation de la résistance statorique est rapide lorsque le couple est élevé. Lorsque la consigne de couple est plus faible, la dynamique d'observation est lente, et une erreur statique persiste sur la résistance statorique. Le fait d'observer la résistance statorique permet toutefois de réduire l'erreur existant sur la résistance statorique observée. Dès que le couple produit augmente de nouveau, la valeur de la résistance statorique observée converge de nouveau vers la valeur de cette résistance. À la fin du relevé, l'injection de flux que nous avons proposée en section 4.4.1 est réalisée (comme on peut le voir sur le couple mesuré qui est alors légèrement perturbé), et la résistance rotorique observée converge rapidement, ce qui annule l'erreur d'observation de la vitesse.

Afin de montrer l'efficacité de notre stratégie, nous l'avons comparée en expérimentation HIL à la stratégie d'observation fondée sur un critère temporel, comme le braided EKF présenté dans [Bar08]. La figure 4.17 présente les mêmes relevés lors d'un essai similaire pour lequel la stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur un critère temporel, comme pour le braided EKF présenté dans [Bar08], est utilisée. La résistance observée est alors alternativement la résistance rotorique et la résistance statorique, avec une durée d'observation de 10 ms avant de changer de résistance observée. Ce temps d'observation étant très court, les zones d'observation de chaque résistance n'ont pas été précisées sur la figure.

Les résultats présentés sur cette figure montrent que l'observation de la résistance statorique peut être réalisée sur l'ensemble du fonctionnement à basse vitesse, comme cela était prévu suite à l'étude de l'observabilité de cette résistance. La précision de la résistance statorique observée est limitée lorsque le couple reste faible. Une erreur de 5% apparait sur la valeur observée après un fonctionnement long à basse vitesse, et cette erreur s'annule lorsque le couple augmente de nouveau. Cette erreur dépasse ensuite les 10% dès que la vitesse de la machine augmente.

L'observation de la résistance rotorique évolue quant à elle sans aucune corrélation avec la valeur réelle de cette résistance. Cette évolution incohérente est due à l'inobservabilité de la résistance rotorique lorsque le flux est d'amplitude constante. Il serait alors préférable de ne pas observer cet état, plutôt que d'obtenir un résultat erroné. Du fait de cette erreur d'observation de la résistance rotorique, une erreur importante est également commise sur l'observation de la vitesse. Cette erreur d'observation de la vitesse atteint un maximum à près de 1,5 Hz à la fin de l'expérimentation.

Cet essai montre que notre stratégie qui consiste à prendre en compte des conditions d'observabilité pour choisir le paramètre électrique à observer permet d'améliorer significativement la précision des paramètres électriques observés et, de ce fait, la précision sur la vitesse observée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

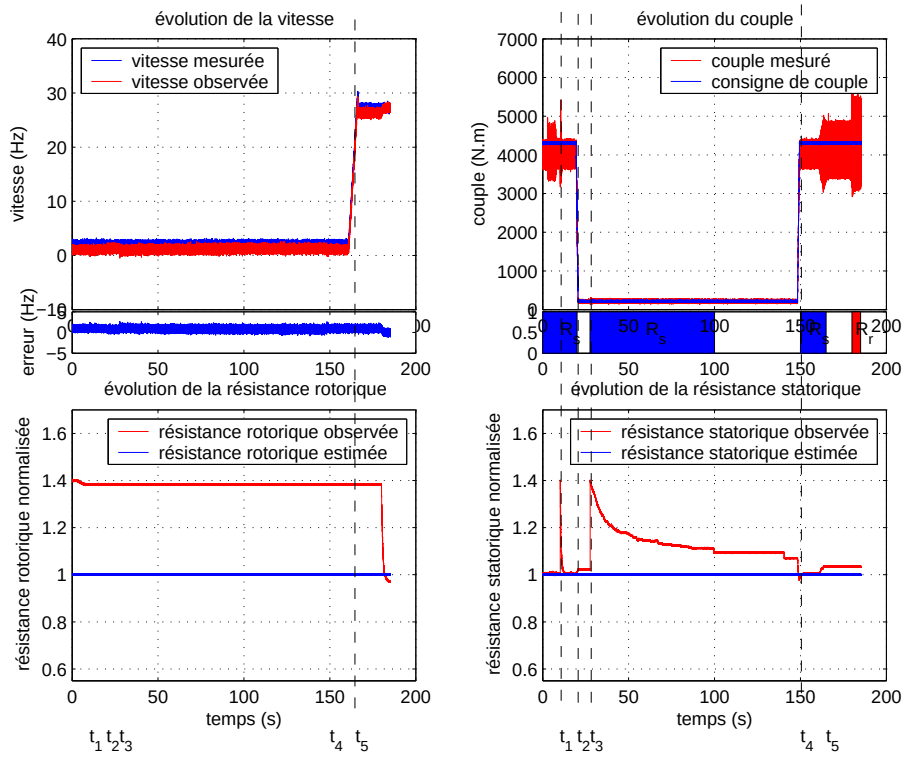


FIGURE 4.16 – Résultats d'observation des paramètres électriques et de la vitesse avec la stratégie d'observation fondée sur un critère de sensibilité et d'observabilité.

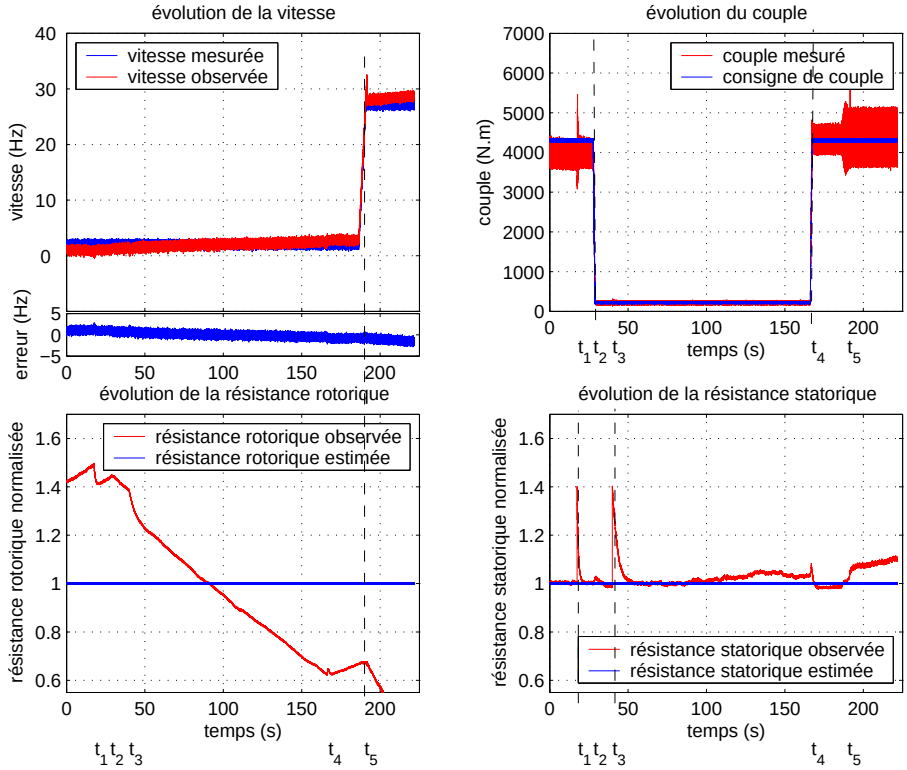


FIGURE 4.17 – Résultats d'observation des paramètres électriques et de la vitesse avec une stratégie d'observation fondée sur un critère temporel.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en évidence la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de paramètres électriques. Une étude expérimentale a permis de quantifier la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de différents paramètres électriques selon les conditions de fonctionnement. Cette étude a permis d'identifier les paramètres dont la connaissance précise est la plus significative pour obtenir une observation de vitesse précise. Une partie de ces paramètres peut être estimée avec une précision suffisante, et une autre partie de ces paramètres doit être observée.

Nous avons donc mené l'étude de l'observabilité de ces paramètres électriques. Tirant profit de l'apport de ces deux études de la sensibilité de l'observation de la vitesse aux variations de paramètres électriques et de l'observabilité des paramètres électriques, nous avons défini une nouvelle stratégie d'observation de ces paramètres. La stratégie d'observation que nous avons proposée, fondée sur l'analyse de la sensibilité et de l'observabilité, consiste à n'observer les paramètres électriques que lorsque la précision sur un paramètre est cruciale pour obtenir une observation de vitesse précise, et lorsque ce paramètre électrique à observer est observable. Cette stratégie d'observation nécessite de modifier périodiquement la consigne de flux pour réaliser l'observation de la résistance rotorique, et de n'observer la résistance statorique que dans les conditions pour lesquelles l'observation fournit un résultat précis et est nécessaire pour la précision de l'observation de vitesse, c'est-à-dire en charge et à basse vitesse.

Nous avons alors implémenté les observateurs de résistance rotorique et de résistance statorique, ainsi que l'algorithme permettant de choisir les paramètres électriques à observer. Des expérimentations HIL sur simulateur numérique ont permis de confirmer que cette stratégie d'observation permet l'observation rapide et précise des résistances électriques. Un profil a ensuite été défini, permettant de montrer que la stratégie d'observation fondée sur l'étude de sensibilité et d'observabilité permet d'assurer une observation précise des paramètres électriques dans des conditions de fonctionnement variables. De cette manière, la vitesse observée peut rester précise, y compris lorsque les résistances électriques de la machine évoluent au cours du temps. L'apport que présente la stratégie d'observation que nous proposons dans le cas où les points de fonctionnement sont variables a été souligné en comparant les résultats obtenus avec la stratégie d'observation que nous proposons avec une autre méthode récente présentée dans la littérature.

Les expérimentations HIL réalisées, dans ce chapitre et au chapitre précédent, au simulateur numérique ont montrées que la stratégie d'observation de la vitesse et des paramètres électriques permet d'obtenir des résultats d'observation et de régulation du couple précis sur l'ensemble de la plage (vitesse, couple). Il s'agit désormais de s'assurer de la représentativité du simulateur numérique, et de confirmer que ces performances sont conservées lors du fonctionnement sur une vraie machine asynchrone.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 5

Commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse : résultats expérimentaux

Sommaire

5.1 Introduction 111
5.2 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance de 1,5 kW . . . 112
5.2.1 Environnement expérimental 112
5.2.2 Résultats expérimentaux 112
5.3 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance ferroviaire . . . 117
5.3.1 Environnement expérimental 117
5.3.2 Résultats expérimentaux 117
5.4 Résultats expérimentaux sur train 122
5.4.1 Environnement expérimental 122
5.4.2 Résultats expérimentaux 123
5.5 Conclusion 125

5.1 Introduction

Le moyen d'observer la vitesse d'une machine asynchrone sur l'ensemble de la plage de vitesse ainsi que la synthèse d'un observateur de vitesse ont été présentés au chapitre 3. Le chapitre 4 a décrit la manière de réaliser l'observation des paramètres électriques de la machine asynchrone afin d'augmenter la robustesse de l'observation de la vitesse aux variations de ces paramètres.

Dans ce chapitre, nous assemblons ces deux parties afin de réaliser l'observation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de vitesse et de couple, ainsi que l'observation des paramètres électriques. Une attention particulière pourra être portée à la CFIO qui utilise les paramètres électriques dans la détermination de la consigne de flux, et qui est donc nécessairement sensible aux variations de paramètres électriques.

Les résultats expérimentaux présentés dans les deux chapitres précédents portaient sur des expérimentations HIL. Dans ce chapitre, nous réalisons ces expérimentations dans des conditions d'utilisation réelle, sur des moteurs. Ces expérimentations portent sur l'observation de la vitesse et des paramètres électriques et sur le fonctionnement en boucle fermée d'une commande sans capteur de vitesse. Elles sont réalisées sur un banc de puissance mis en place au laboratoire Ampère, un banc de puissance mis à notre disposition par Alstom et, pour une troisième partie, lors d'essais sur train régional sur la voie d'essais du site Alstom de Salzgitter en Allemagne. Un apport important de l'utilisation de deux machines différentes est qu'il sera possible de confirmer si la méthode proposée peut effectivement s'adapter facilement d'un type de machine asynchrone à un autre.

Les essais sur train permettent également de confirmer l'adéquation de la commande de machine asynchrone sans capteur que nous avons réalisée aux contraintes d'une application

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ferroviaire, notamment dans les conditions d'utilisation les plus exigeantes, lors des phases de patinage et d'enrayage de la roue.

5.2 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance de 1,5 kW

5.2.1 Environnement expérimental

Pour valider expérimentalement, dans la zone à basse vitesse, les performances de la commande de machine sans capteur mécanique de vitesse présentée jusqu'à maintenant, un banc de puissance à été réalisé au laboratoire Ampère dans le cadre de cette thèse. Le banc de puissance se compose d'une machine asynchrone de 1,5 kW commandée à l'aide d'une carte dSpace et d'un onduleur à IGBT, et d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) de 1,7 kW commandée par un variateur industriel, servant de charge à la machine asynchrone. Les paramètres de la machine asynchrone et de la machine synchrone sont donnés dans le tableau 5.1. Le couple nominal de la machine synchrone étant plus faible que celui de la machine asynchrone, le couple sera limité au plus faible des deux, à savoir celui de la machine synchrone, 5,4 N.m. La figure 5.1 présente ce banc de puissance.

Tableau 5.1 – Paramètres des machines électriques utilisées sur le banc de puissance du laboratoire Ampère.

Machine asynchrone		Machine synchrone MSAP	
puissance nominale	1,5 kW	puissance nominale	1,7 kW
vitesse nominale	1455 tr.min^{-1}	vitesse nominale	3000 tr.min^{-1}
couple nominal	9,4 N.m	couple nominal	5,4 N.m
courant nominal	3,1 A	courant nominal	3,81 A
tension nominale	400 V	tension nominale	750 V
flux nominal	0,81 Wb		
nombre de paires de pôles	2	nombre de paires de pôles	3
résistance statorique	4,61 Ω	résistance statorique	2,3 Ω
résistance rotorique	1,89 Ω	inductance statorique	8,9 mH
inductance magnétisante	602 mH		
inductance de fuites	75 mH		

La commande fondée sur l'index d'observabilité ainsi que l'observateur de vitesse utilisé au chapitre 3 sont implémentés dans la commande dSpace. Du fait de la puissance de calcul limitée et des fréquences de découpe plus élevées que pour un moteur de traction ferroviaire, l'observateur est modifié par rapport à ce qui a été présenté jusqu'à maintenant ; ce ne sont pas les instants de découpe de la tension qui sont considérés dans la phase de prédiction, mais le rapport cyclique. Les mesures utilisées sont les trois mesures de courant et la mesure de la tension de bus de l'onduleur. La commande de la machine asynchrone et l'observation de la vitesse sont réalisées avec une fréquence de 1 kHz tandis que la fréquence de découpe de la MLI est de 10 kHz.

5.2.2 Résultats expérimentaux

Le profil utilisé lors de cet essais est un fonctionnement à très basse fréquence statorique, dans la zone à basse vitesse définie en figure 3.2, autour des points de fonctionnement inobservables. Le point de départ est à vitesse nulle sous la charge maximale que l'on puisse imposer, 5,4 N.m (point A). La vitesse augmente ensuite pendant 30 s jusqu'à 100 tr/min (1,66 Hz) tout en imposant la même charge (point B). Tout en restant à la même vitesse, le couple de charge est alors réduit à une valeur de 1 N.m (point C), de nouveau en 30 s. La vitesse est ensuite réduite pendant 30 s jusqu'à 20 tr/min (0,33 Hz) tout en imposant la même charge (point D). Enfin, au cours des 30 dernières secondes, la vitesse et le couple évoluent pour rejoindre le point de départ (point A) ; il s'agit alors d'un fonctionnement long à très basse vitesse et en charge.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

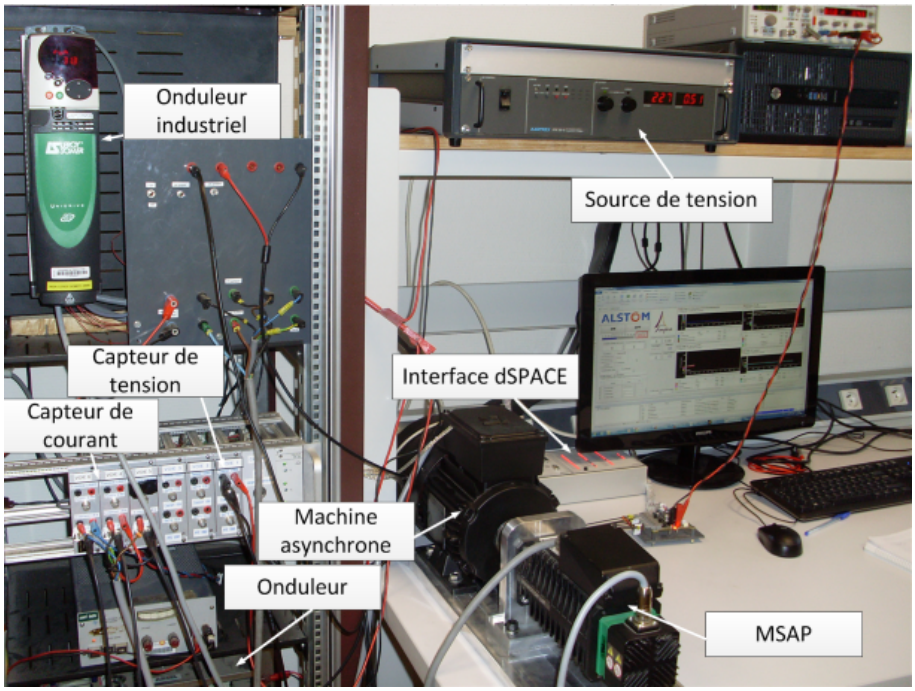


FIGURE 5.1 – Environnement expérimental du banc de puissance de 1,5 kW au laboratoire Ampère.

Le profil imposé lors de cette expérimentation peut être visualisé dans le plan (vitesse, couple) en figure 5.2 avec, en fond, l'index d'observabilité lors d'un fonctionnement avec une commande vectorielle classique. Ce profil, entièrement situé dans la zone de freinage à basse vitesse, permet de traverser deux fois la zone à faible index d'observabilité afin d'étudier la performance de la commande fondée sur l'index d'observabilité. Ce même profil est représenté en figure 5.3 avec, en fond, l'index d'observabilité lorsque la CFIO est utilisée avec la limite d'index d'observabilité fixée à $16\,\mathrm{Wb}^2.\mathrm{rad}^2.\mathrm{s}^{-2}$. La comparaison de l'index d'observabilité atteint sur ce même profil avec deux commandes différentes permet dès à présent de prévoir que l'observation de la vitesse sera bien meilleure avec la CFIO qu'avec une commande vectorielle classique.

La figure 5.4 présente la vitesse mesurée et observée, la fréquence statorique, le flux de consigne, estimé dans la commande et observé, les consignes de couple pour la machine synchrone (le couple de charge) et pour la machine asynchrone (le couple électrique), lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande vectorielle classique. Les réglages de l'observateur sont donnés en (5.1). Ce relevé montre que l'observateur diverge après 20 secondes, lors du passage à fréquence statorique nulle. L'observateur a alors été réinitialisé en cours de fonctionnement (après 60 secondes), et il diverge de nouveau après 80 secondes lorsque la fréquence statorique s'annule de nouveau. Lorsque l'observateur diverge, toutes les grandeurs observées, le flux et la vitesse, prennent des valeurs très éloignées des valeurs mesurées.

$$Q = \begin{bmatrix} 5.10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5.10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2,5.10^{-3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2,5.10^{-3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2,5.10^{-5} \end{bmatrix}, R = \begin{bmatrix} 0,01 & 0 \\ 0 & 0,01 \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

La figure 5.5 présente la vitesse mesurée et observée, la fréquence statorique, le flux de consigne, estimé dans la commande et observé et l'erreur d'observation de la vitesse lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande fondée sur l'index d'observabilité. La limite d'index d'observabilité, α, est fixée à $16\,\mathrm{Wb}^2.\mathrm{rad}^2.\mathrm{s}^{-2}$. L'observateur et ses réglages restent inchangés par rapport à l'essai précédent. Ce relevé montre que l'observateur reste désormais stable sur l'ensemble du profil de vitesse. L'utilisation de la commande fondée sur l'index d'observabilité permet de rendre la vitesse observable sur l'ensemble de la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

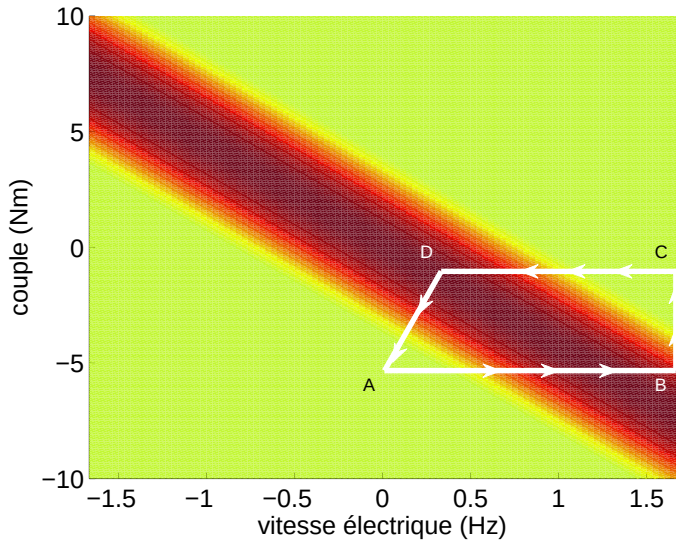


FIGURE 5.2 – Profil de test représenté dans le plan (vitesse, couple) avec l'index d'observabilité lors d'un fonctionnement avec une commande vectorielle classique.

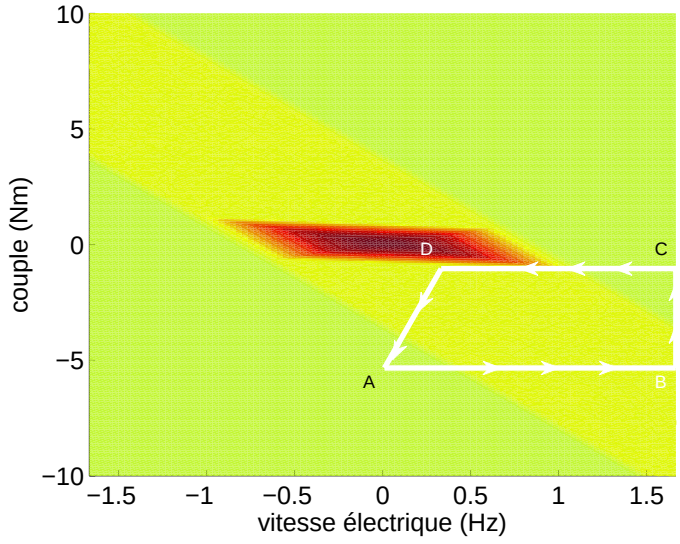


FIGURE 5.3 – Profil de test représenté dans le plan (vitesse, couple) avec l'index d'observabilité lors d'un fonctionnement avec la CFIO.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

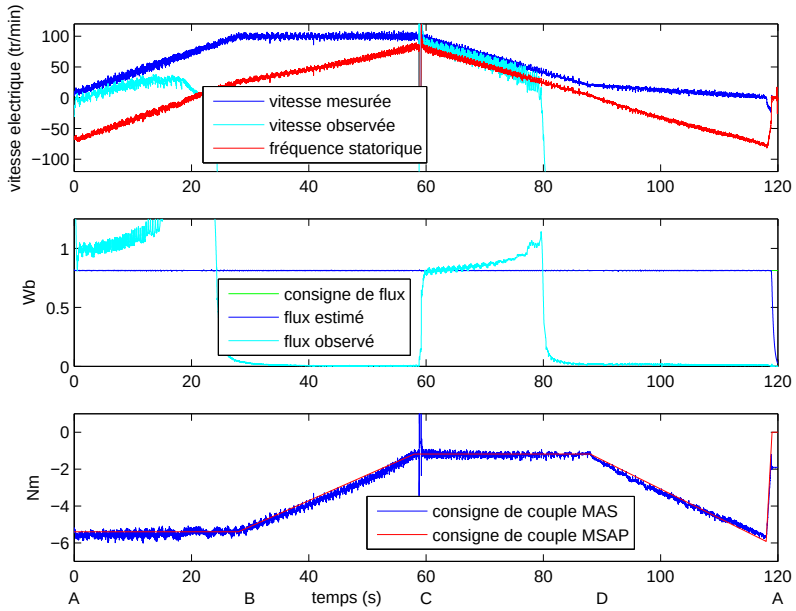


FIGURE 5.4 – Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande vectorielle classique.

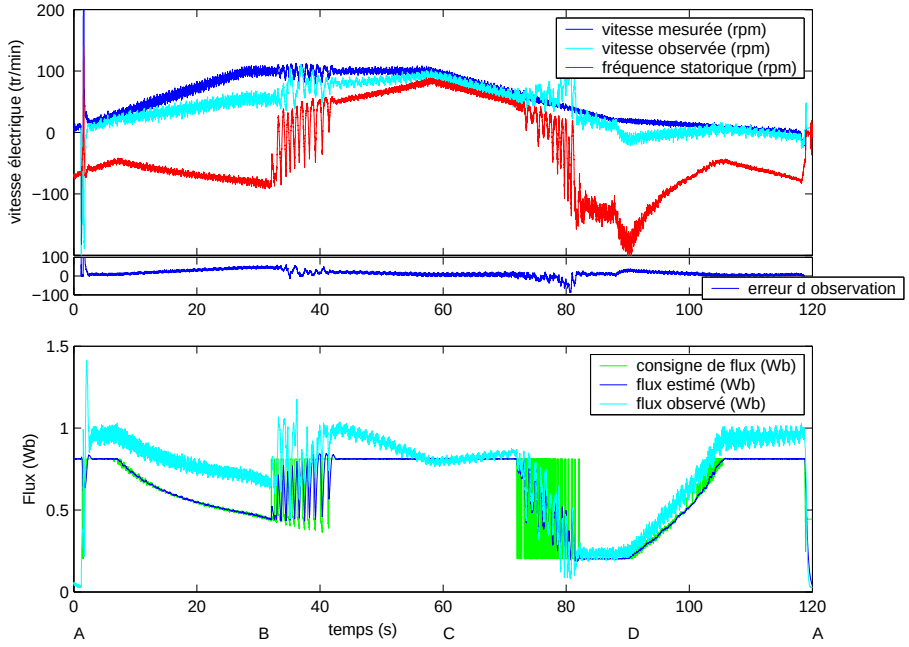


FIGURE 5.5 – Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande fondée sur l'index d'observabilité.

plage (vitesse, couple) et, par là même, de stabiliser l'observation de la vitesse. Il demeure un écart statique sur la vitesse observée qui est notamment dû à une mauvaise connaissance des paramètres électriques de la machine utilisée, notamment les inductances.

À titre de comparaison, nous avons implémenté la méthode d'évitement de la fréquence statorique nulle, présentée dans [Dep99], [Kub02] et [Lef15], et rappelée en section 1.4.1, est appliquée sur cette machine. Nous avions également utilisé cette méthode en section 3.4.4 pour comparer son évolution de l'index d'observabilité avec celle de la CFIO. La figure 5.6 présente les relevés des mêmes grandeurs, pour le même profil, lorsqu'une commande réalisant l'évitement de la fréquence statorique nulle est utilisée avec une fréquence limite fixée à 1 Hz. L'observateur ne diverge plus lors du passage du point A au point B, mais c'est de nouveau le cas lors du

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

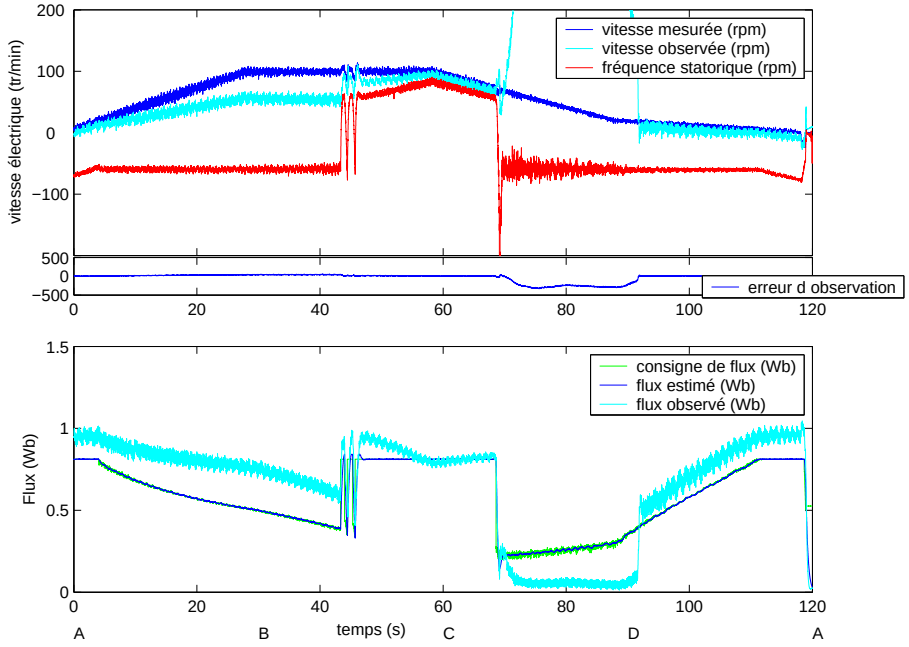


FIGURE 5.6 – Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle ouverte avec une commande réalisant l'évitement de la fréquence statorique nulle.

passage du point C au point D. Cette comparaison des résultats obtenus avec la CFIO par rapport à la méthode d'évitement de la fréquence statorique nulle montre que l'utilisation de l'index d'observabilité pour évaluer les performances d'observation de la vitesse est plus adapté que l'utilisation d'un critère plus simple comme la fréquence statorique.

Enfin, pour montrer que le réglage de la CFIO peut être utilisé afin de réaliser un compromis entre les performances d'observation de la vitesse et la consommation, le même profil est utilisé avec une CFIO dont les réglages sont modifiés d'une expérimentation à l'autre. Pour chaque réglage, l'erreur de vitesse moyenne et la consommation moyenne sont relevées. Le tableau 5.2 présente de manière synthétique les résultats obtenus. L'erreur de vitesse obtenue pour les réglages de la CFIO à α égale à 4 et 9 $\mathrm{Wb^2{\cdot}rad^2{\cdot}s^{-2}}$ montre que lorsque la valeur α est trop faible, la CFIO ne permet pas de réduire suffisamment l'erreur d'observation de la vitesse. À l'inverse, lorsque la valeur de α est importante, la CFIO induit une sur-consommation importante. Elle est de 1,2 A, soit 32% de la consommation, avec une commande vectorielle classique, lorsque la valeur de α est fixée à 36. Il existe bien un ensemble de réglages possibles permettant de réaliser ce compromis entre l'erreur d'observation de la vitesse et la consommation. Ce compromis peut être fait de manière définitive par le choix du réglage, c'est ce que nous avons choisi ici. Il peut également être fait en cours de fonctionnement en formulant cette optimisation sous la forme d'un problème de commande optimale, comme nous l'avons proposé en section 3.4.6.

TABLEAU 5.2 – Résultats avec plusieurs réglages de la CFIO.

α ($\mathrm{Wb^2{\cdot}rad^2{\cdot}s^{-2}}$)	4	9	16	25	36
Erreur d'observation de vitesse (tr/min)	5525	6159	25	33	43
Consommation moyenne (A)	3,8	4,0	4,2	4,5	5,0

Enfin, une dernière expérience montre l'utilisation de la CFIO pour une commande en boucle fermée. Il s'agit alors d'une commande fonctionnant sans capteur mécanique de vitesse. La figure 5.7 présente les même relevés que précédemment lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle fermée en utilisant la CFIO. La limite d'index d'observabilité reste fixée à 16 $\mathrm{Wb^2.rad^2.s^{-2}}$. L'observateur et ses réglages restent inchangés par rapport aux essais précédents. Ce relevé montre que l'observateur de vitesse reste stable une nouvelle fois. Cette expérimentation sur un banc de puissance montre ainsi que l'observateur proposé ainsi que la modification de la commande, fondée sur l'index d'observabilité, permet de commander une

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

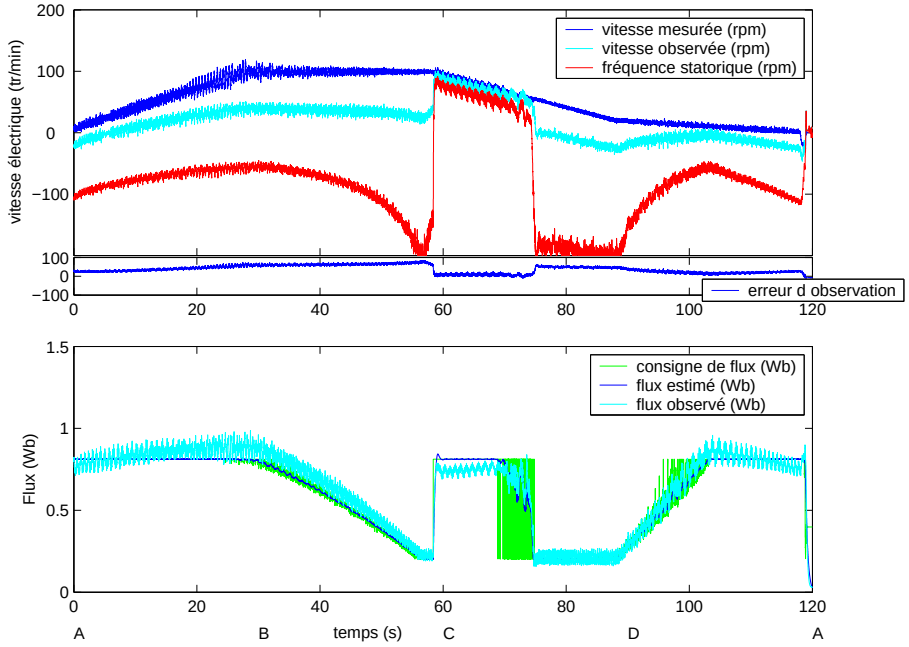


FIGURE 5.7 – Résultats expérimentaux lors d'un fonctionnement de l'observateur en boucle fermée avec une commande fondée sur l'index d'observabilité, légende identique à la figure 5.5.

machine asynchrone sans capteur de vitesse sur l'ensemble de la plage (vitesse, couple).

Afin de confirmer l'adéquation de l'observateur et de la commande que nous proposons aux contraintes d'une application ferroviaire, et avant de confirmer ces résultats dans l'environnement visé, c'est-à-dire sur train, nous utilisons d'abord un banc de puissance avec la même chaîne de traction que celle utilisée par la suite sur le train.

5.3 Résultats expérimentaux sur un banc de puissance ferroviaire

5.3.1 Environnement expérimental

Un banc de puissance avec les moteurs utilisés jusqu'à maintenant dans nos expérimentations HIL a été mis à notre disposition par Alstom. Ce banc de puissance permet d'utiliser une chaine de traction complète du train régional X60-b dont les paramètres sont donnés en annexe D. Ce banc de puissance se compose de quatre moteurs de traction reliés deux par deux. Chacun de ces groupes de deux moteurs de traction est lié à une machine à courant continu de 1 MW utilisée en génératrice et permettant de réguler la charge des machines. Ces génératrice sont également liées entre elles pour obtenir un banc de 2 MW dont toutes les machines tournent à la même vitesse. La figure 5.8 présente de manière schématique le banc de puissance utilisé. L'un des quatre moteurs est équipé d'un couplemètre, ce qui permet d'obtenir une mesure directe du couple de la machine.

Les figures 5.9 et 5.10 présentent respectivement les moteurs de traction et le banc de puissance sur lequel ils sont installés. La CFIO et l'observateur de vitesse et de paramètres électriques décrits aux chapitres 3 et 4 sont implémentés dans l'électronique standard d'Alstom, Agate 3. Cette électronique de traction est intégrée dans le coffre de traction présenté en figure 5.11 qui comporte également l'onduleur à IGBT. La régulation des génératrices étant peu précise à basse vitesse, les essais à basse vitesse n'ont pas pu être réalisés sur ce banc de puissance.

5.3.2 Résultats expérimentaux

Le premier relevé porte sur l'observation de la vitesse lors d'un fonctionnement à vitesse élevée. Il se compose d'un démarrage depuis la vitesse nulle jusqu'à une vitesse stabilisée de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

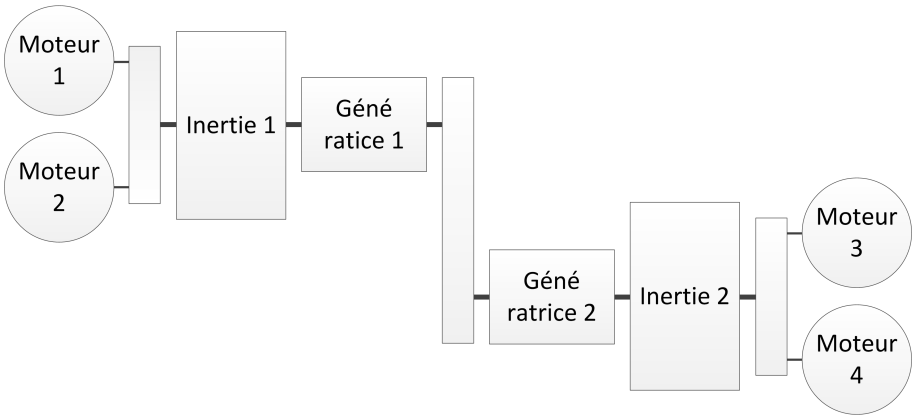


FIGURE 5.8 – Représentation schématique du banc de puissance.



FIGURE 5.9 – Moteurs de traction utilisés lors des essais sur banc de puissance.

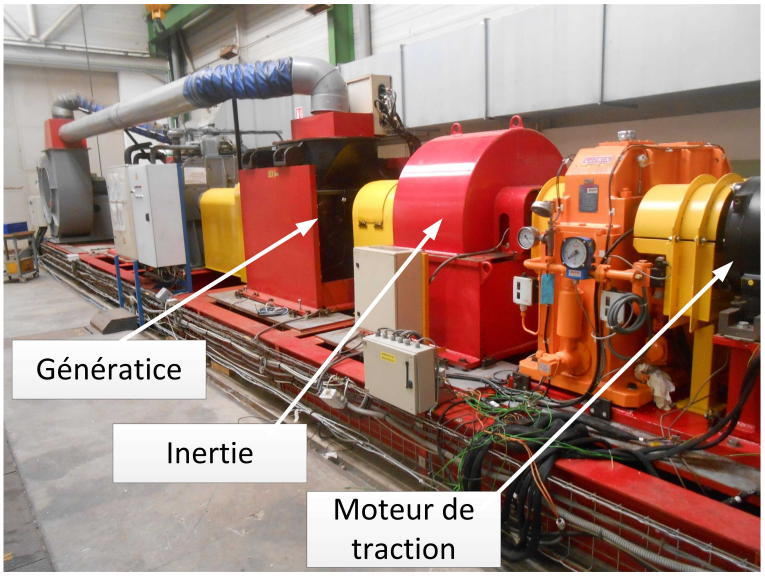


FIGURE 5.10 – Banc de puissance ferroviaire mis à notre disposition pour les essais.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



FIGURE 5.11 – Vues du coffre de traction utilisé et des différents composants qu'il intègre.

155 Hz, puis d'une réduction de la vitesse jusqu'à l'arrêt. L'observateur de vitesse et de paramètres électriques est utilisé en boucle ouverte. La figure 5.12 présente les relevés au cours de cet essai de vitesse mesurée et observée, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et mesuré, de flux de consigne et de résistance estimée présentée en valeur normalisée. L'essai étant réalisé sur le banc de puissance, il n'est plus possible d'obtenir une mesure directe du flux.

Sur ce relevé, il apparait que la vitesse observée suit correctement la mesure de vitesse. Hormis à la fin de l'expérimentation, lorsque l'onduleur est désactivé après l'annulation de la consigne de couple, l'erreur d'observation de la vitesse reste faible (inférieure à 1 Hz) sur l'ensemble du relevé, et la précision de l'observation de vitesse ne semble pas impactée par la variation de vitesse ou de couple. L'observateur de vitesse utilisé, dont nous avions vérifié les performances lors des expérimentations HIL est également performant lors d'une utilisation sur un banc de puissance. Aucune déviation n'apparaît entre les résultats obtenus en expérimentation HIL et sur banc de puissance.

Le second relevé porte sur l'observation de la résistance rotorique. Lors d'un fonctionnement à une vitesse stabilisée de 30 Hz, le signal sinusoïdal de 5 Hz est ajouté à la consigne de flux. La consigne de couple varie au cours de l'expérimentation, en prenant des valeurs jusqu'au plein couple. Les valeurs observées de la vitesse et de la résistance rotorique ne sont pas utilisées pour la commande. La figure 5.13 présente les relevés au cours de cet essai de vitesse mesurée et observée, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et mesuré, de flux de consigne et de résistance observée présentée en valeur normalisée.

La résistance rotorique observée varie largement au cours de l'expérimentation, et chute jusqu'à la moitié de sa valeur nominale. L'amplitude et la dynamique de cette variation ne peut pas correspondre à l'évolution de la résistance rotorique du moteur ; il s'agit donc d'une erreur d'observation de la résistance. Il apparait que la précision sur la valeur de la résistance rotorique observée est corrélée au couple réalisé. Lorsque le couple réalisé est faible, l'observation de la résistance rotorique apparaît suffisamment précise. Lorsque le couple réalisé est important, une erreur importante apparait sur l'observation de cette résistance. L'erreur d'observation réalisée sur la résistance rotorique autour de la vingtième seconde de l'expérimentation induit également une erreur d'observation sur la vitesse, de l'ordre de 1 Hz, ce qui est cohérent avec l'étude de la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de résistance rotorique réalisée précédemment.

Pour expliquer cet écart d'observation de la résistance rotorique significatif entre les résultats obtenus en simulation et sur moteur, ainsi que les meilleurs résultats d'observation de la résistance rotorique obtenus sous faible charge qu'à pleine charge, l'impact de la saturation magnétique du moteur est envisagé. Il est possible que l'injection sinusoïdale réalisée sur le flux modifie le modèle d'évolution de l'inductance magnétisante lorsque l'on ne considère que le fondamental de flux, comme cela a été fait. Malgré ces mauvaises performances de l'observateur de résistance rotorique, il est possible de poursuivre les essais en utilisant une valeur approchée de la résistance rotorique, en utilisant un modèle thermique existant déjà dans le pilotage pour estimer la valeur de la résistance rotorique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

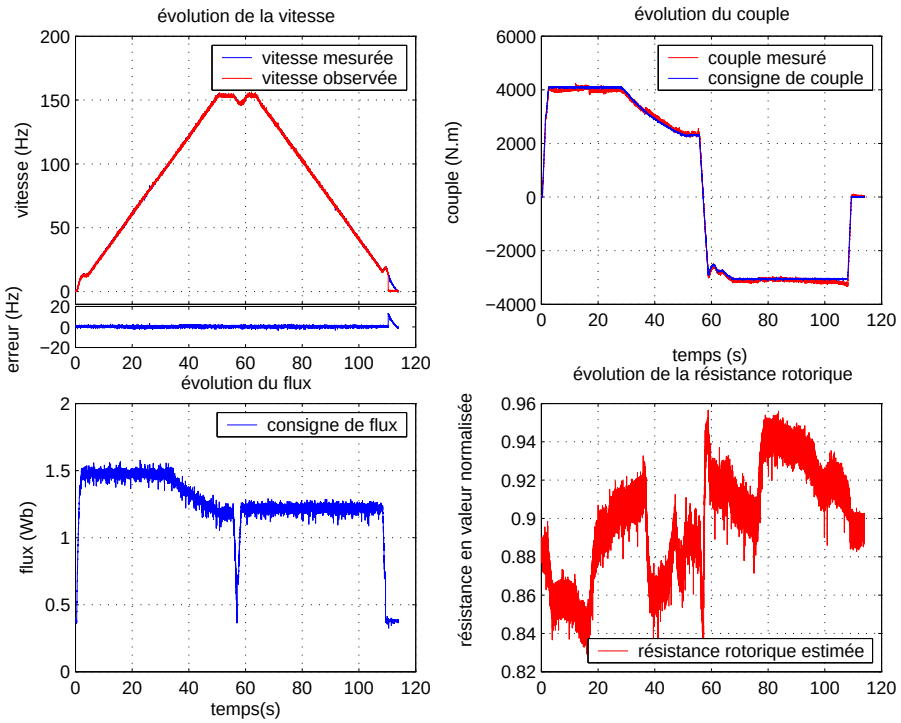


FIGURE 5.12 – Observation de la vitesse en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à haute vitesse.

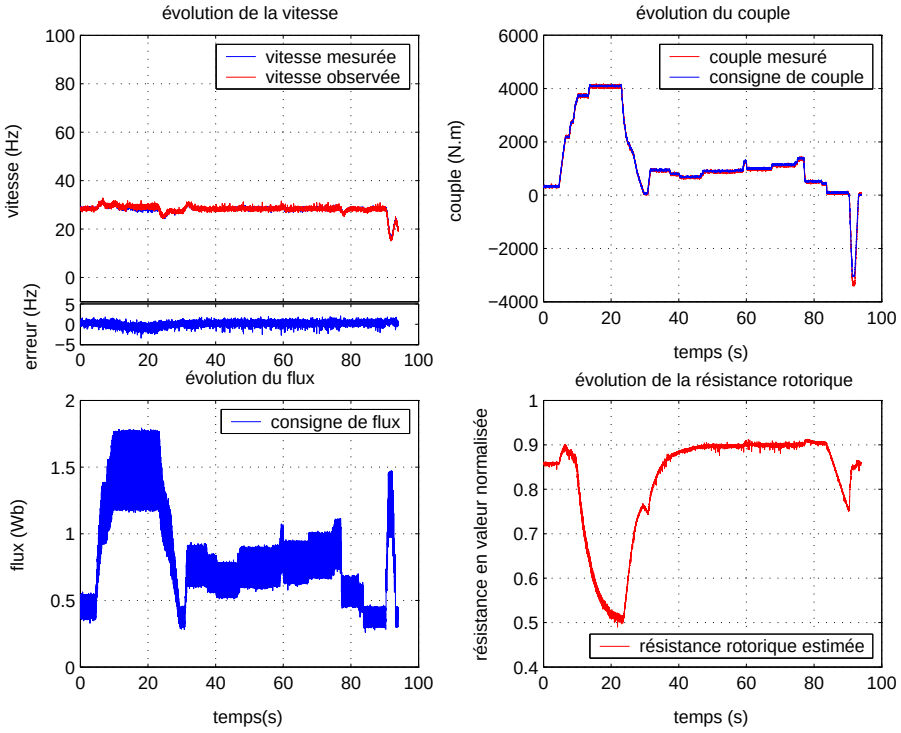


FIGURE 5.13 – Observation de la vitesse et de la résistance rotorique en boucle ouverte lors d'un fonctionnement à vitesse constante.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

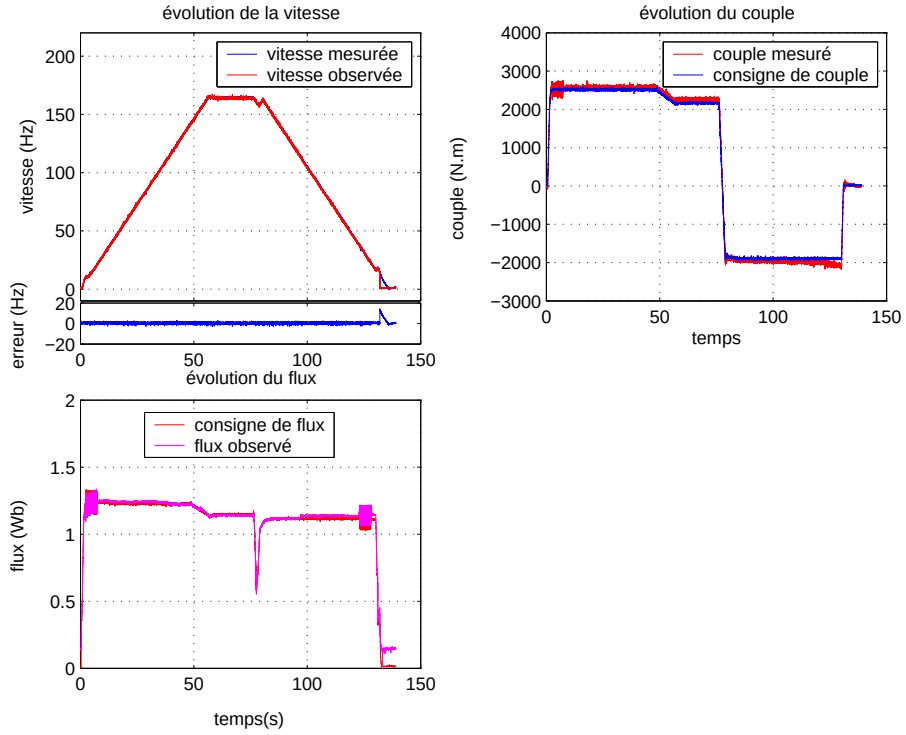


FIGURE 5.14 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors d'un fonctionnement à haute vitesse.

La vitesse observée est à présent utilisée dans le pilotage, si bien que le pilotage de la machine est réalisé sans capteur mécanique de vitesse. Le profil de vitesse et de couple est comparable à celui réalisé lors de l'essai en boucle ouverte. Il se compose d'un démarrage depuis la vitesse nulle jusqu'à une vitesse stabilisée de 165 Hz, puis d'une réduction de la vitesse jusqu'à l'arrêt. L'observateur est utilisé en boucle fermée. La figure 5.14 présente les relevés au cours de cet essai de vitesse mesurée et observée, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et mesuré, de flux de consigne et observé. La résistance estimée dans le pilotage n'a pas été visualisée.

Sur ce relevé, il apparait que la vitesse observée suit correctement la mesure de vitesse, et que le couple réalisé est conforme à la consigne de couple. Le flux observé suit également la consigne de flux, ce qui laisse penser que la régulation du flux est réalisée correctement. Le couple et le flux sont donc correctement régulés par le pilotage de machine asynchrone sans capteur de vitesse.

Le dernier essai sur le banc de puissance porte sur la reprise de traction et de freinage. La machine asynchrone est entrainée à vitesse stabilisée à 75 Hz. Lorsque l'onduleur est inhibé, la vitesse prise en compte dans l'observateur est fixée à 87 Hz, soit avec un écart de plus de 10 Hz par rapport à la vitesse réelle. La figure 5.15 présente les relevés de vitesse mesurée et observée, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et mesuré et de flux observé lors de deux reprises de traction suivies de deux reprises de freinage.

Sur ce relevé, il apparait que la vitesse observée converge rapidement vers la vitesse réelle. Au cours de la convergence de la vitesse, une erreur est commise sur le flux observé et sur le couple réalisé. Toutefois, le flux présent dans la machine au démarrage étant suffisamment faible, l'erreur de couple reste limitée à moins de 150 N.m. Le redémarrage de l'onduleur est ainsi possible depuis une vitesse mal connue.

Ces essais sur le banc de puissance ferroviaire permettent de confirmer que l'observateur de vitesse mis au point permet de fonctionner sur une plage importante de vitesse, aussi bien en boucle ouverte qu'en boucle fermée. Le pilotage de machine asynchrone sans capteur de vitesse est ainsi possible et précis en dehors de la zone de fonctionnement à basse vitesse. Ces essais ont également permis de mettre en évidence l'influence des saturations magnétiques qui perturbent l'observation de la résistance rotorique. Il reste à vérifier son comportement dans la zone à basse

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

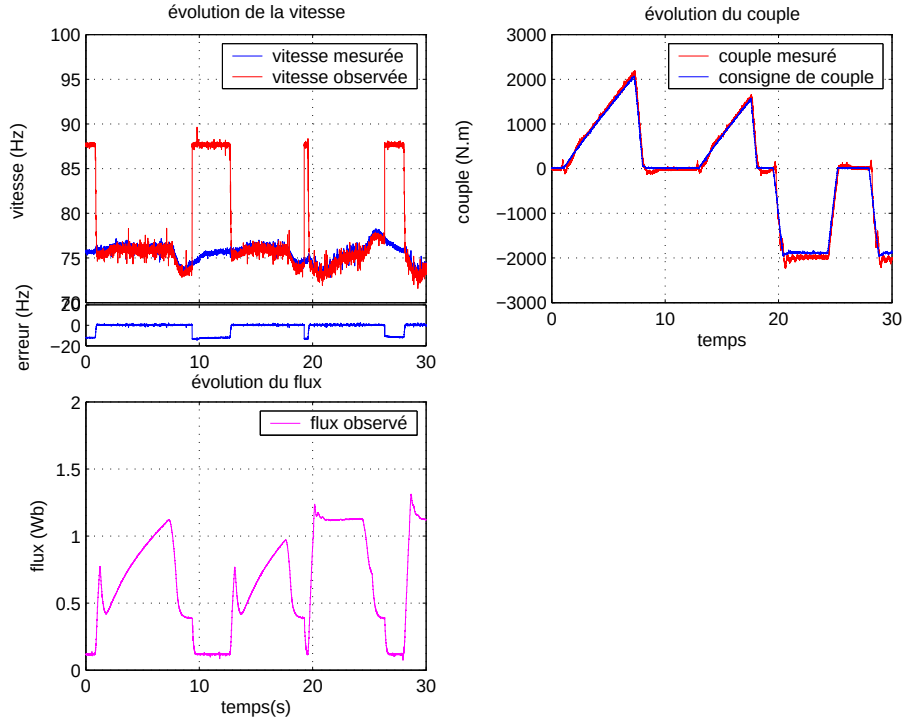


FIGURE 5.15 – Observation de la vitesse en boucle fermée lors de reprises de traction et de freinage.

vitesse qu'il n'était pas possible d'atteindre sur ce banc.

5.4 Résultats expérimentaux sur train

5.4.1 Environnement expérimental

Une fois les essais sur bancs de puissances réalisés et les performances d'observation de la vitesse et de régulation du couple vérifiées pour deux machines différentes dans la zone à basse vitesse et à haute vitesse, des essais sur train ont également eu lieu. Ces essais ont été réalisés sur la voie d'essais du site de Salzgitter, en Allemagne, sur un train régional X60-b. La figure 5.16 présente des photos de ce train lors des essais. Pour permettre de réaliser des tests d'anti-patinage et d'anti-enrayage, un dispositif permettant d'injecter de l'eau sous les roues du train a été installé. Ce dispositif est présenté en figure 5.17, l'eau étant stockée à bord du train.



FIGURE 5.16 – Train régional suédois X60-b utilisé lors des essais sur train à Salzgitter.

La commande de machine sans capteur de vitesse que nous avons développée - utilisant la CFIO, l'observateur de vitesse et de paramètres électriques, la stratégie d'observation des paramètres électriques fondée sur l'analyse de la sensibilité et de l'observabilité, et la tabulation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés



FIGURE 5.17 – Dispositif permettant d'arroser le rail pour les tests d'anti-patinage et anti-enrayage lors des essais sur train à Salzgitter.

de l'inductance magnétisante - est utilisée sur un seul des coffres de traction que compte le train. Lors des premiers essais, tous les coffres de tractions étaient actifs, utilisant donc pour une part un pilotage sans capteur et pour une autre part un pilotage avec capteur. Par la suite, les coffres de traction utilisant un pilotage avec capteur de vitesse ont été désactivés, si bien que seule la commande sans capteur de vitesse est utilisée pour mettre le train en mouvement. Les résultats expérimentaux présentés par la suite sont tous dans le cas ou seul un coffre de traction avec un pilotage sans capteur de vitesse est actif.

5.4.2 Résultats expérimentaux

Afin de compléter les essais sur banc, le premier essai sur train porte sur une reprise de dérive. Après un départ en marche arrière, le sens de marche est changé lors du passage à -5 Hz. La consigne de couple est ensuite augmentée afin de faire repartir de train en marche avant. La figure 5.18 présente les relevés au cours de cet essai de vitesse mesurée et observée, de fréquence statorique, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et estimé, de flux de consigne et observé et de résistance statorique estimée et observée présentée en valeur normalisée. L'essai étant réalisé sur le train, il n'est plus possible d'obtenir une mesure directe du couple et du flux. Le couple est toutefois estimé par le pilotage à partir des courants et des flux observés. Cet essai permet de reproduire en conditions réelles l'essai réalisé sur le simulateur HIL dont les résultats sont présentés en figure 3.25.

Ce relevé fait apparaitre une réduction du flux lors du passage à fréquence statorique nulle, qui modifie également la valeur de l'index d'observabilité. Cette modification est due à l'utilisation de la CFIO. Lors de ce passage dans la zone à basse vitesse, la vitesse observée suit correctement la vitesse mesurée. Hormis une erreur d'observation de 0,75 Hz à la prise de traction, l'écart entre la mesure et l'observation reste inférieur à 0,5 Hz sur l'ensemble de l'essai de reprise de dérive. Le couple reste également conforme à la consigne sur l'ensemble de cet essai. L'observation de la résistance statorique a été initialisée à la valeur estimée, avec une erreur importante car l'estimation de la résistance est difficile à réaliser à basse vitesse, ce qui explique l'évolution rapide de la valeur de la résistance observée dans un premier temps. Dans un second temps, l'évolution de la valeur de la résistance observée est plus lente.

Les essais d'observation de la vitesse lors des phases de patinage et d'enrayage sont réalisés en arrosant le rail devant les roues liées aux moteurs commandés sans capteur de vitesse afin de réduire l'adhérence disponible. Le train part de la vitesse nulle et est accéléré à plein couple afin de solliciter le maximum d'adhérence possible. Après avoir atteint une vitesse de 50 Hz, le train est freiné jusqu'à l'arrêt. Lorsque l'adhérence sollicitée est supérieure à l'adhérence disponible, le patinage de la roue se produit. La roue ne transmet alors plus d'effort au rail et elle accélère. Ce départ de la roue en patinage est détecté par le pilotage qui réduit la consigne de couple afin de retrouver de l'adhérence, permettant de faire recoller la roue au rail. Lors de cet essai, la vitesse observée est utilisée dans la commande, le pilotage est donc entièrement réalisé sans

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

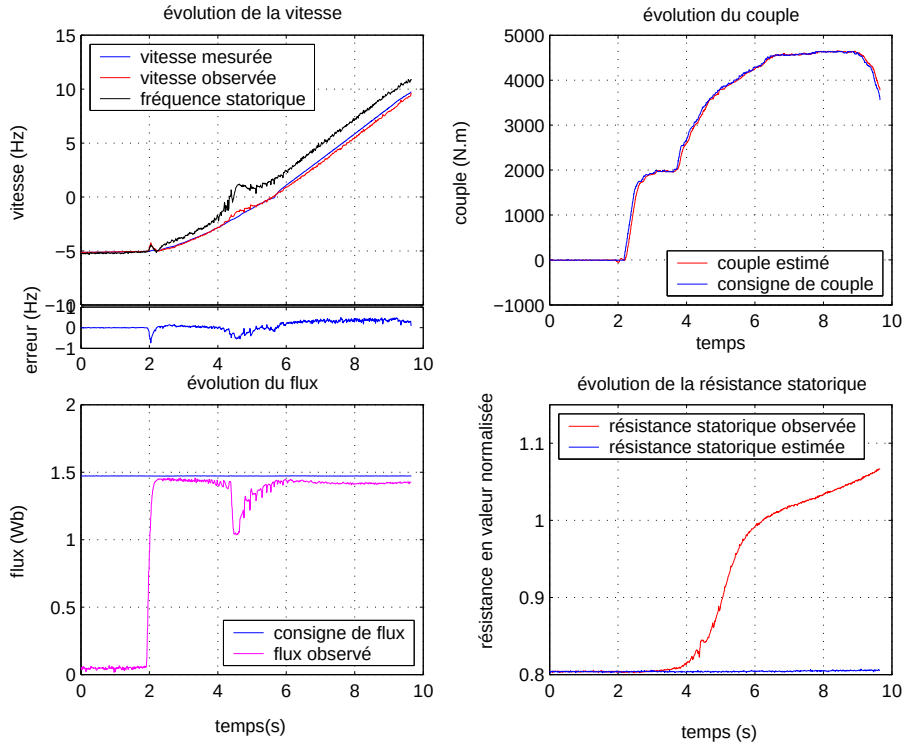


FIGURE 5.18 – Pilotage sans capteur de vitesse lors d'une reprise de dérive sur train.

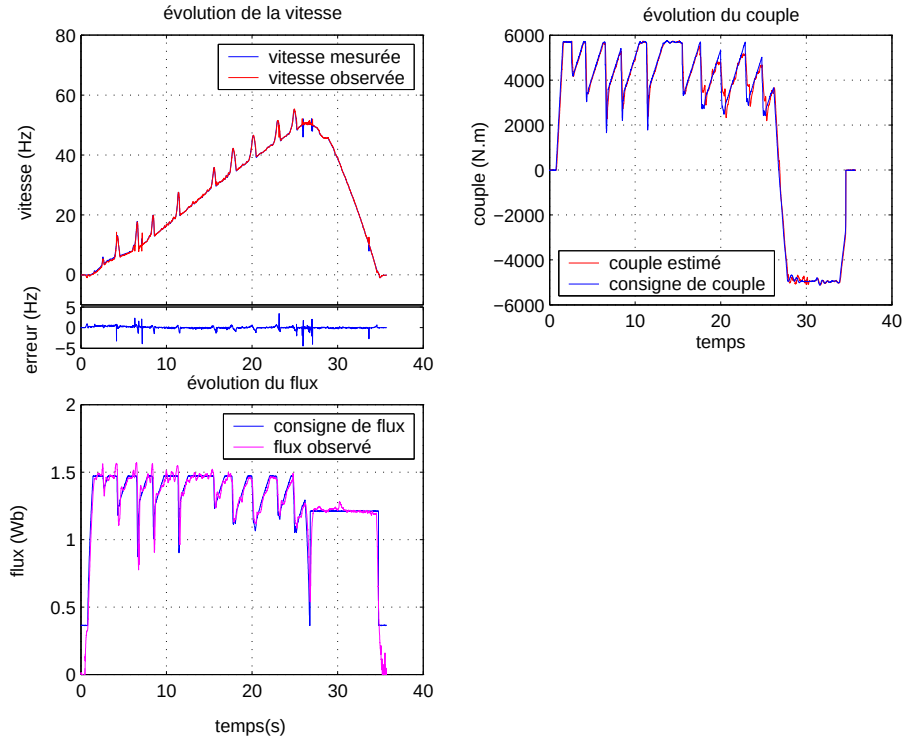


FIGURE 5.19 – Pilotage sans capteur de vitesse dans des conditions d'adhérence dégradées lors d'essais sur train.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

capteur de vitesse. La figure 5.19 présente les relevés au cours de cet essai de vitesse mesurée et observée, d'erreur d'observation de vitesse, de couple de consigne et estimé, et de flux de consigne et observé. L'essai étant réalisé sur le train, il n'est plus possible d'obtenir une mesure directe du couple et du flux. Le couple est toutefois estimé par le pilotage.

Ce relevé fait apparaitre que l'observation de vitesse présente une dynamique suffisante pour suivre la vitesse mesurée du moteur lors du départ de la roue en patinage. L'accélération de la roue est pourtant très importante dans cette phase, de l'ordre de $23\,\mathrm{Hz.s^{-1}}$. L'observation de la vitesse est suffisamment précise pour que la régulation du couple soit également précise lors de cette phase d'anti-patinage. Le flux est également correctement observé et correctement régulé sur cette phase.

Les essais réalisés sur train montrent que les performances obtenues par le pilotage sans capteur de vitesse sont bonnes, non seulement à haute vitesse comme cela avait été constaté lors des essais sur banc avec le même moteur, mais également lors du fonctionnement à basse vitesse, comme cela a été constaté lors des essais sur le banc de plus faible puissance au laboratoire Ampère. La commande fondée sur l'index d'observabilité permet d'observer la vitesse lors d'une reprise de dérive suffisamment précisément pour que cette vitesse observée puisse être utilisée dans le pilotage. Ces essais sur train montrent également que la dynamique d'observation de la vitesse est suffisamment rapide pour suivre l'évolution de la vitesse de la roue lors d'un départ en patinage. La machine asynchrone peut ainsi être commandée sans capteur de vitesse sur l'ensemble de la plage de fonctionnement (vitesse, couple), et la dynamique d'observation est suffisante pour faire face aux évolutions les plus rapides de la vitesse que l'on puisse rencontrer dans une application ferroviaire, à savoir lors d'une phase de patinage de la roue.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats expérimentaux de différents essais réalisés sur le banc de puissance mis en place au laboratoire Ampère, sur le banc de puissance mis à notre disposition par Alstom et lors des essais sur train réalisés sur un train régional X60-b ont été présentés. Les performances de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse proposée au cours de cette thèse ont pu être évaluées dans des conditions d'utilisation réelle.

Les essais sur le banc de puissance du laboratoire et les essais de reprise de dérive sur train ont montré que la commande fondée sur l'index d'observabilité que nous avons proposée permet d'observer précisément la vitesse sur la zone à basse vitesse, zone dans laquelle une commande classique de la machine conduit à la divergence de l'observation de la vitesse. Nous avons également montré dans des conditions réelles la pertinence de l'index d'observabilité que nous avons défini au chapitre 3 pour refléter la qualité de l'observation de la vitesse. En effet une méthode existante, proposant d'éviter les points de fonctionnement à fréquence statorique nulle, a également été mise en œuvre. Nous avons mis en évidence la moins bonne qualité de l'observation de vitesse avec cette méthode, ce qui montre que l'index d'observabilité que nous avons défini est plus pertinent sur les performances d'observation de la vitesse que la simple étude binaire de l'observabilité.

Les expérimentations réalisées sur ce banc montrent également que la CFIO permet de fonctionner pendant une longue durée (plusieurs dizaines de secondes lors de ces essais) dans la zone à faible index d'observabilité, résultat qui est présenté par très peu de commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. L'observation obtenue est suffisamment précise et rapide pour que la vitesse observée puisse être utilisée dans le pilotage de la machine. Grâce à cette nouvelle méthode, la commande sans capteur de vitesse peut être utilisée sur l'ensemble de la plage de vitesse et de couple.

Les essais à haute vitesse réalisés sur le banc de puissance d'Alstom ont montrés que l'observateur de vitesse est suffisamment précis pour réaliser une commande sans capteur de vitesse lors d'un fonctionnement avec une machine de puissance plus élevée. Lors de ces essais, il a également été mis en évidence que la vitesse peut être observée suffisamment rapidement lors du redémarrage de l'onduleur, en sortie d'une marche sur l'erre, pour qu'aucun à-coup de couple significatif ne soit produit, y compris lorsque la vitesse est mal connue. Il était nécessaire de vé-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

rifier ce bon fonctionnement en condition réelle avant d'appliquer la commande que nous avons développée sur un train.

Enfin, nous avons réalisé des essais sur train régional pour évaluer les performances de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse que nous avons proposée au cours de cette thèse dans le cadre d'une application réelle. Ces essais sur train sont également un moyen de confirmer l'adéquation de cette commande avec les contraintes d'une application ferroviaire. Les essais sur train en reprise de dérive et les essais sur le banc de puissance d'Alstom ont permis de vérifier la qualité de l'observation des paramètres électriques et le bon fonctionnement de la stratégie d'observation. Il apparait que l'observation de la résistance statorique est suffisamment précise lorsqu'elle est observée en charge et à basse vitesse comme c'est le cas dans la stratégie d'observation définie. L'observation de la résistance rotorique manque quant à elle de précision lors d'un fonctionnement en charge, du fait des saturations magnétiques de la machine qui sont difficiles à prendre en compte précisément. La sensibilité de l'observation de la vitesse à une erreur de résistance rotorique étant modérée, cela n'empêche pas de réaliser une observation précise de la vitesse de la machine en utilisant une valeur estimée de la résistance rotorique, même si cette valeur estimée est moins précise. Les essais sur train ont également permis de confirmer que la dynamique d'observation est suffisante pour permettre de suivre l'évolution de la vitesse lors des phases de patinage et d'enrayage. Ce sont les phases de fonctionnement pour lesquelles l'accélération de la roue, et donc du moteur, peut être la plus importante dans une application ferroviaire.

Ces essais ont confirmé que les problèmes récurrents de la commande sans capteur de vitesse, identifiés lors de l'étude bibliographique et présentés au chapitre 1, ont trouvé une solution. Enfin, la méthode proposée nécessite uniquement les données du modèle fondamental de la machine, ce qui rend cette commande sans capteur de vitesse simple à adapter d'une machine à une autre. Les essais menés sur deux machines différentes ayant des caractéristiques très éloignées, notamment en puissance qui présente un rapport de plus de 300 entre les deux machines, ont bien confirmé ce point.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Conclusion générale

Conclusion

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire est le fruit d'une collaboration CIFRE entre le laboratoire Ampère et Alstom. Il avait pour but de développer une commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse adaptée à la traction ferroviaire.

L'état de l'art sur le sujet révèle deux approches principales. L'une, plus proche de l'automatique, utilise des méthodes d'estimation ou d'observation de la vitesse. L'autre, plus proche de la conception de la machine, utilise la saillance de la machine pour extraire une information sur la vitesse. Pour faciliter l'application industrielle de la solution développée au cours de la thèse, il s'est rapidement imposé de définir une commande qui soit générique pour tout type de machine asynchrone. Pour cela, la première approche axée sur l'automatique à été privilégiée, malgré la difficulté bien connue qu'elle présente du fait de l'inobservabilité de la vitesse à fréquence statorique nulle, tout en cherchant à pouvoir fonctionner sur une longue durée en tout point de la plage de vitesse et de couple.

Afin de mieux évaluer les difficultés rencontrées du fait de cette inobservabilité de la vitesse à fréquence statorique nulle, une étude poussée de la notion d'observabilité a été réalisée. Les différents moyens d'étudier si un système est observable ont été rappelés, pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Nous avons alors montré que, du fait de l'inobservabilité, il est inutile de chercher à améliorer les performances d'observation à travers l'observateur de vitesse. Afin de mieux évaluer les performances d'observation disponibles, nous avons également poussé la notion d'observabilité au delà de la définition usuelle qui apporte une information binaire. Nous avons ainsi défini une mesure continue de l'observabilité d'un système qui est à la fois la mesure la plus représentative des performances d'un observateur du système et la plus simple à calculer. Ces résultats génériques ont ensuite été appliqués au cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse.

Après avoir étudié l'observabilité de la machine asynchrone avec la définition usuelle, nous avons défini la mesure simplifiée de l'observabilité de la machine, que nous avons nommé index d'observabilité. Cet index d'observabilité permet d'identifier précisément la zone dans laquelle l'observation de la vitesse est délicate. La synthèse d'un observateur de Kalman étendu et son utilisation dans une commande de traction utilisée sur un simulateur numérique ont permis de confirmer la correspondance entre les zones de faible index d'observabilité et les zones pour lesquelles l'observation de la vitesse devient de mauvaise qualité. Cela fait de l'index d'observabilité défini dans cette thèse un moyen de prédire les performances d'observation d'un système.

L'originalité principale des travaux présentés dans cette thèse tient toutefois dans l'utilisation de cet index d'observabilité dans la commande de la machine asynchrone. Ayant montré que les problèmes causés par l'inobservabilité de la machine ne pouvaient pas être résolus en agissant sur l'observateur, nous avons abordé le problème d'une manière nouvelle en cherchant à agir sur l'index d'observabilité à travers la commande de la machine. En tirant profit du degré de liberté qu'offre la variation de l'amplitude du flux, nous avons montré qu'il est possible de continuer de contrôler le couple tout en permettant de conserver un index d'observabilité élevé. L'observation de la vitesse et le contrôle du couple deviennent alors précis, et ce sur l'ensemble de la plage de vitesse. Nous avons également vérifié à ce stade que cette nouvelle manière de commander la machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse est compatible avec une application ferroviaire, notamment lors des phases de patinage.

Le problème de l'observation des paramètres électriques est traité avec une démarche si-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

milaire. D'une part, nous étudions la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres électriques en cherchant à quantifier cette sensibilité. Nous étudions d'autre part l'observabilité de ces paramètres électriques. En s'appuyant sur ces études, nous avons ensuite défini les conditions d'observation de ces paramètres, afin de n'observer ces paramètres que lorsque cela est utile pour la précision de l'observation de vitesse et lorsque cela fournit un résultat précis. Cette méthode d'observation des paramètres électriques, fondée sur l'étude d'observabilité et de sensibilité, est ensuite validée sur simulateur numérique. L'apport que présente la stratégie d'observation que nous proposons dans le cas où les points de fonctionnement sont variables a été souligné en comparant notre stratégie d'observation avec une autre méthode récente.

Pour confirmer la pertinence du choix de l'index d'observabilité, les performances de l'observateur de vitesse et de la commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse, et l'indépendance de la gamme de puissance de la méthode proposée, nous avons mené des essais expérimentaux sur deux machines de puissances très différentes. Les essais sur le banc de puissance réalisé au laboratoire Ampère lors d'un fonctionnement dans la zone à faible index d'observabilité ont permis de faire le lien dans une application réelle entre la valeur de l'index d'observabilité et les performances de l'observateur, confirmant ainsi les résultats obtenus au simulateur numérique. La comparaison de la nouvelle commande proposée dans cette thèse avec une méthode de commande permettant d'éviter de fonctionner à fréquence statorique nulle a montré que la prise en compte de l'index d'observabilité comme mesure continue de l'observabilité permet d'obtenir des performances supérieures. Les essais sur le banc de puissance mis à notre disposition par Alstom ont permis de confirmer les performances de la commande proposée lors d'un fonctionnement à vitesse élevée afin de pouvoir réaliser des essais sur train. Ces essais sur train nous ont permis de confirmer que la commande sans capteur de vitesse proposée dans cette thèse est compatible avec les contraintes d'une application ferroviaire, notamment lors des phases d'enrayage et de patinage de la roue.

La commande sans capteur de vitesse proposée dans cette thèse grâce à l'étude poussée de l'observabilité de la vitesse apparait ainsi comme un moyen de réaliser une commande sans capteur de vitesse pour tout type de machine asynchrone, ouvrant une nouvelle voie vers une application industrielle plus large de ce type de commandes.

Perspectives

À la suite de ce travail, et malgré les bonnes performances obtenues par la commande sans capteur de vitesse proposée, la précision de l'observation de la résistance rotorique reste à améliorer. L'observation de cette grandeur nécessitant de réaliser une variation de l'amplitude du flux, la valeur observée est sensible aux saturations de la machine. D'autres formes d'injection sur l'amplitude du flux pourraient être proposées pour réduire les saturations au moment de l'observation de la résistance rotorique. D'autres solutions, comme une modélisation plus fine des saturations magnétiques ou l'observation de l'inductance magnétisante pourraient également être envisagées.

Plusieurs études pourraient également être initiées pour poursuivre les travaux réalisés au cours de cette thèse. Au cours de nos travaux, nous avons cherché à définir la mesure d'observabilité qui soit la plus représentative des performances d'un observateur en cherchant à étendre les définitions des systèmes linéaires aux systèmes non linéaires, et en nous limitant à des grandeurs calculables analytiquement. La recherche d'autres moyens d'exprimer une mesure continue de l'observabilité d'un système non-linéaire, ou l'utilisation du grammien empirique pour obtenir des résultats numériques, s'ils permettent d'obtenir une mesure plus fine de l'observabilité d'un système, devrait permettre d'améliorer encore les performances de la CFIO.

Lors de l'étude de sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres électriques, nous avons privilégié d'utiliser une approche expérimentale pour quantifier cette sensibilité. Il pourrait être intéressant d'utiliser une méthode algébrique afin de définir plus précisément les zones pour lesquelles l'observation de la résistance statorique est nécessaire pour obtenir une observation précise de la vitesse. L'utilisation d'une expression analytique de l'observabilité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

conjointe de la vitesse et de la résistance statorique pourrait également permettre de mieux comprendre l'impact de la vitesse sur la qualité de l'observation de la résistance statorique. La définition de la zone d'observation de la résistance statorique pourrait alors être rendue plus fine en tirant profit de ces deux expressions analytiques.

Au cours de notre étude, nous avons considéré l'observation de la vitesse et l'observation des paramètres électriques comme deux faces d'un même problème sans étudier l'impact d'une variation des paramètres électriques sur les performances de la CFIO. La variation des paramètres électriques, essentiellement de la résistance rotorique, impacte en effet la régulation du flux et le choix du point de la consigne de flux permettant de fixer la valeur de l'index d'observabilité. S'il est possible d'affirmer que la CFIO est robuste aux variations de paramètres électriques grâce aux expérimentations réalisées en conditions réelles sur banc de puissance et sur train, il peut être intéressant de compléter cette constatation par une étude analytique de la sensibilité de la commande.

La commande que nous avons proposée au cours de cette thèse a été réalisée à partir d'une commande vectorielle. De par ses principes, la CFIO nécessite simplement que la commande de machine permette de réguler l'amplitude du flux de la machine. Elle devrait donc pouvoir être utilisée avec toute commande de machine asynchrone évoluée. Il serait intéressant de montrer que les résultats obtenus sont conservés avec l'utilisation d'un autre type de commande, notamment avec une commande DTC.

De par son principe, la CFIO est un concept très général qui pourrait également être appliqué à d'autres systèmes afin de vérifier le caractère générique de la méthode proposée. La seule limitation à son application est que le système sur lequel elle est appliquée devra disposer d'un état interne offrant un degré de liberté, comme c'est le cas du flux de la machine asynchrone. En restant dans un premier temps dans le domaine de la commande de machine pour tenter de résoudre un problème proche, la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone, on peut donc s'attendre à ce que la CFIO soit applicable aux machines synchrones à rotor bobiné et aux machines synchrones à aimants enterrés pour lesquelles l'observabilité est liée à un vecteur de flux [Kot15b] dont l'amplitude peut être modifié grâce à la régulation de l'inducteur pour l'une ou à la régulation du courant de l'axe d pour l'autre. On peut également s'attendre à ce que la CFIO ne soit pas applicable aux machines synchrones à aimants de surface car l'observabilité de cette machine n'est pas liée à la variation d'un vecteur de flux, il n'y a alors pas de degré de liberté exploitable.

Enfin, pour ouvrir à une application encore plus large, de la même manière que nous avons défini un degré d'observabilité, un degré de commandabilité peut être défini. Il pourrait alors être intéressant de réaliser une commande de machine dont la valeur de la consigne de flux prendrait en compte à la fois les contraintes d'observabilité de la vitesse et une contrainte sur la commandabilité du couple.

La perspective industrielle des travaux réalisés au cours de cette thèse est également à mentionner, puisqu'elle va donner lieu à l'industrialisation de la commande sans capteur de vitesse par Alstom pour la proposer prochainement sur son matériel ferroviaire.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe A

Modélisation du fondamental dans un repère diphasé en régime quelconque

Les transformations utiles à la modélisation de la machine asynchrone ayant été présentées, nous allons repartir des équations de flux et de tension en triphasé (1.8) et (1.13) pour modéliser la machine asynchrone dans les repère diphasés.

L'équation (A.1) permet de faire le lien entre les grandeurs exprimées dans un repère triphasé et dans le repère stationnaire (α,β). Le terme de rotation aux équations du rotor permet de ramener le rotor, qui fait un angle θ avec le repère (α,β), dans ce repère.

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi^s_{abc} \\ \varphi^r_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & m_{sr}(\theta) \\ m_{rs}(\theta) & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i^s_{\alpha\beta 0} \\ i^r_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \tag{A.1}$$

Les matrices diagonales L_s et L_r sont invariantes par ces changements de repères. Les matrices de couplage entre le rotor et le stator se simplifient quant à elles selon (A.2).

$$[C]m_{sr}(\theta) = m^T_{rs}(\theta)[C] = \frac{3}{2} m_{sr} \begin{bmatrix} cos(\theta) & -sin(\theta) & 0 \\ sin(\theta) & cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = L_m[R(-\theta)] \tag{A.2}$$

Les termes de rotation $[R(-\theta)]$ se compensent pour ne laisser que des termes constants de valeurs L_m. En supprimant les termes φ_{s0} et φ_{r0} qui sont nuls, l'expression des flux dans le repère diphasé stationnaire est donné en (A.3).

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

L'équation (A.4) est obtenue en procédant de la même manière pour l'équation (1.13) liant tension, flux et courant.

$$\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^s_{abc} \\ v^r_{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i^s_{\alpha\beta 0} \\ i^r_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \varphi^s_{\alpha\beta 0} \\ \varphi^r_{\alpha\beta 0} \end{bmatrix} \right) \tag{A.4}$$

Les changements de bases se compensent pour le calcul des résistances car les matrices sont diagonales. En décomposant la dérivée, l'expression (A.4) se simplifie en (A.5), où seules les composantes selon les axes α et β sont exprimées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & R(-\theta)C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \omega C^{-1} R(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{A.5}$$

En exprimant le flux à partir de (A.3) et en annulant la tension du rotor qui est en court-circuit, cette expression matricielle se simplifie de nouveau en (A.6).

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \omega R(\frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{A.6}$$

Arrivés à ce niveau, il s'agit de faire disparaitre le terme de courants rotoriques pour l'exprimer à partir des courants statoriques et flux rotoriques. Cela est possible en inversant l'expression (A.3).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r L_s - L_m^2} \begin{bmatrix} L_r & -L_m \\ -L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{A.7}$$

L'expression du courant rotorique est donnée dans (A.8) après simplification.

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \tag{A.8}$$

En réinjectant l'expression du courant rotorique dans (A.6), celle-ci devient (A.9).

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \left(\frac{R_r}{L_r} + \omega R(\frac{\pi}{2}) \right) \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} - \frac{L_m R_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{A.9}$$

En exprimant le terme de dérivée de flux dans l'équation du haut avec son expression dans l'équation du bas, le modèle de la machine asynchrone dans le repère stationnaire (α,β) est obtenu (A.10), avec $L_\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$.

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\alpha}}{L_\sigma} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r}{L_\sigma L_r^2} \right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega}{L_\sigma L_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_\sigma L_r^2} \varphi_{r\beta} + \frac{v_{s\beta}}{L_\sigma} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \omega \varphi_{r\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} + \omega \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \tag{A.10}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe B

Annexe mathématique

B.1 Changements de base opérés lors des études d'observabilité

Les opérations sur les lignes et les colonnes réalisées pour présenter les matrices d'observabilité dans la base la plus propice à la présentation des résultats sont présentées dans cette partie. Les lignes dans la base de départ sont notées $\mathfrak{L}$ et les colonnes $\mathcal{C}$ avec le numéro de la ligne ou de la colonne en indice. Les lignes dans la base d'arrivée sont notées $\mathfrak{L}\prime$ et les colonnes $\mathcal{C}\prime$ avec le numéro de la ligne ou de la colonne en indice. Pour signifier que la n-ième ligne est remplacée par une combinaison linéaire de p autres lignes, la notation $\leftarrow$ sera utilisée : $\mathfrak{L}_n\prime \leftarrow cl(\mathfrak{L}_1, \mathfrak{L}_2, \cdots, \mathfrak{L}_p)$.

Les opérations sur les lignes pour l'étude de l'observabilité dans le repère (α,β) avec la vitesse modélisée constante sont présentées en (B.1).

$$\begin{array}{l}
\mathfrak{L}_6\prime \leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6 - \frac{R_s}{L_\sigma}\omega\mathfrak{L}_1 + \frac{R_r R_s}{L_r L_\sigma}\mathfrak{L}_2 - \omega\mathfrak{L}_3 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right) \\
\mathfrak{L}_5\prime \leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5 + \frac{R_r R_s}{L_r L_\sigma}\mathfrak{L}_1 + \frac{R_s}{L_\sigma}\omega\mathfrak{L}_2 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3 + \omega\mathfrak{L}_4\right) \\
\mathfrak{L}_4\prime \leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right) \\
\mathfrak{L}_3\prime \leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1\right)
\end{array} \tag{B.1}$$

Les opérations sur les lignes pour l'étude de l'observabilité dans le repère (d,q) avec la vitesse modélisée constante sont présentées en (B.2).

$$\begin{array}{ll}
\mathfrak{L}_6\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6 + \left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s - \frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_1\right. \\
& \left. - \left(\omega_s(\omega_s - \omega) - \frac{R_r R_s}{L_r L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2 - (\omega - 2\omega_s)\mathfrak{L}_3 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)L_4\right) \\
\mathfrak{L}_5\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5 - \left(\omega_s(\omega_s - \omega) - \frac{R_r R_s}{L_r L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1\right. \\
& \left. - \left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s - \frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_2 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma} + \frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3 + (\omega - 2\omega_s)\mathfrak{L}_4\right) \\
\mathfrak{L}_4\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4 + \omega_s\mathfrak{L}_1 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right) \\
\mathfrak{L}_3\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3 + \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{{L_m}^2 R_r}{{L_r}^2 L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1 - \omega_s\mathfrak{L}_2\right)
\end{array} \tag{B.2}$$

Les opérations sur les lignes pour l'étude de l'observabilité, avec des dérivées supplémentaires

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dans le repère (d,q) et avec la vitesse modélisée constante, sont présentées en (B.3).

$$\begin{aligned}
\mathfrak{L}_8\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_8+\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_3-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_4\right.\\
& \left.-(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_5+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_6\right)\\
\mathfrak{L}_7\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_7-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_3-\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_4\right.\\
& \left.+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_5+(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_6\right)\\
\mathfrak{L}_6\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6+\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_1-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right.\\
& \left.-(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_5\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_2\right.\\
& \left.+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3+(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_4\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4+\omega_s\mathfrak{L}_1+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathfrak{L}_3\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\omega_s\mathfrak{L}_2\right)
\end{aligned}\tag{B.3}$$

Les opérations sur les lignes et les colonnes pour l'étude de l'observabilité dans le repère (α,β) avec la vitesse modélisée comme variable sont présentées en (B.4).

$$\begin{aligned}
\mathfrak{L}_6\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\mathfrak{L}_1+\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\mathfrak{L}_2-\omega\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_5\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5+\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\mathfrak{L}_1+\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\mathfrak{L}_2+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3+\omega\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_4\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathfrak{L}_3\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1\right)\\
\mathcal{C}_1\prime &\leftarrow \mathcal{C}_1-\frac{N_pL_m}{L_r}\varphi_{r\beta}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_2\prime &\leftarrow \mathcal{C}_2+\frac{N_pL_m}{L_r}\varphi_{r\alpha}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_3\prime &\leftarrow \mathcal{C}_3+\frac{N_pL_m}{L_r}i_{s\beta}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_4\prime &\leftarrow \mathcal{C}_4-\frac{N_pL_m}{L_r}i_{s\alpha}\mathcal{C}_6
\end{aligned}\tag{B.4}$$

Les opérations sur les lignes et les colonnes pour l'étude de l'observabilité dans repère (d,q) avec la vitesse modélisée comme variable sont présentées en (B.5).

$$\begin{aligned}
\mathfrak{L}_6\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6+\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_1-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2-(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_5\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_2+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3+(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_4\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4+\omega_s\mathfrak{L}_1+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathfrak{L}_3\prime &\leftarrow \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\omega_s\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathcal{C}_1\prime &\leftarrow \mathcal{C}_1-\frac{N_pL_m}{L_r}\varphi_{rq}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_2\prime &\leftarrow \mathcal{C}_2+\frac{N_pL_m}{L_r}\varphi_{rd}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_3\prime &\leftarrow \mathcal{C}_3+\frac{N_pL_m}{L_r}i_{sq}\mathcal{C}_6\\
\mathcal{C}_4\prime &\leftarrow \mathcal{C}_4-\frac{N_pL_m}{L_r}i_{sd}\mathcal{C}_6
\end{aligned}\tag{B.5}$$

Les opérations sur les lignes et les colonnes pour l'étude de l'observabilité dans repère (d,q) du système augmenté à la résistance rotorique R_r, avec la vitesse modélisée comme constante sont présentées en (B.6).

$$\begin{aligned}
\mathfrak{L}_6\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6+\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_1\right.\\
& \left.-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2-(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_5\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1\right.\\
& \left.-\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_2+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3+(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_4\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4+\omega_s\mathfrak{L}_1+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathfrak{L}_3\prime \leftarrow\ & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\omega_s\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathcal{C}_6\prime \leftarrow\ & \frac{1}{R_r}\mathcal{C}_6
\end{aligned}\tag{B.6}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les opérations sur les lignes et les colonnes pour l'étude de l'observabilité dans repère (d,q) du système augmenté à la résistance statorique R_s, avec la vitesse modélisée comme constante sont présentées en (B.7).

$$\begin{array}{ll}
\mathfrak{L}_6\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_6+\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_1\right.\\
& \left.-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2-(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_5\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_5-\left(\omega_s(\omega_s-\omega)-\frac{R_rR_s}{L_rL_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1\right.\\
& \left.-\left(\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\omega_s-\frac{R_s}{L_\sigma}\omega\right)\mathfrak{L}_2+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}+\frac{R_r}{L_r}\right)\mathfrak{L}_3+(\omega-2\omega_s)\mathfrak{L}_4\right)\\
\mathfrak{L}_4\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_4+\omega_s\mathfrak{L}_1+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathfrak{L}_3\prime \leftarrow & \frac{L_\sigma L_r}{L_m}\left(\mathfrak{L}_3+\left(\frac{R_s}{L_\sigma}+\frac{{L_m}^2R_r}{{L_r}^2L_\sigma}\right)\mathfrak{L}_1-\omega_s\mathfrak{L}_2\right)\\
\mathcal{C}_6\prime \leftarrow & -\frac{L_m}{L_r}\mathcal{C}_6
\end{array} \tag{B.7}$$

B.2 Détail des calculs de degré d'observabilité

Le calcul du degré d'observabilité $\mu_{\Sigma_{MA}}$ lorsque la vitesse est modélisée constante est donnée en (B.8).

$$\begin{array}{rl}
\mu_{\Sigma_{MA}}= & \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)^2(\varphi_{rd}^2+\omega_s^2\varphi_{rd}^2+\dot\varphi_{rd}^2)\\
& -\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)(\omega^2\varphi_{rd}^2)\\
& -\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2\varphi_{rd}^2\right)\\
\mu_{\Sigma_{MA}}= & \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)^2(\omega_s^2\varphi_{rd}^2+\dot\varphi_{rd}^2)
\end{array} \tag{B.8}$$

Le calcul du degré d'observabilité $\mu_{\Sigma_{MA}}$ lorsque la vitesse est modélisée comme variable est donnée en (B.9).

$$\begin{array}{rl}
\mu_{\Sigma_{MA}}= & \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)^2(\omega_s^2\varphi_{rd}^4+\varphi_{rd}^4)\\
& -\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)\left((\omega\varphi_{rd}+\dot\omega\dot\varphi_{rd})(\omega\varphi_{rd}^3)+\left(-\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd}+\omega_s\dot\omega\varphi_{rd}\right)^2\varphi_{rd}^2\right.\\
& \left.+(\dot\omega\varphi_{rd})^2(\varphi_{rd}^2+\omega_s^2\varphi_{rd}^2+\dot\varphi_{rd}^2)-(\dot\omega\varphi_{rd})(\omega\varphi_{rd}+\dot\omega\dot\varphi_{rd})(\varphi_{rd}\dot\varphi_{rd})\right)\\
& +(\dot\omega\varphi_{rd})^2\left(-\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd}+\omega_s\dot\omega\varphi_{rd}\right)^2\\
= & \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)^2(\omega_s^2\varphi_{rd}^4+\varphi_{rd}^4)\\
& -\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)^2\varphi_{rd}^4\\
& -\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)\left(2\omega_s^2\dot\omega^2\varphi_{rd}^4-2\omega_s\dot\omega\frac{R_r}{L_r}\varphi_{rd}^4\right)\\
& +\varphi_{rd}^4\left(\frac{R_r}{L_r}\dot\omega-\omega_s\dot\omega^2\right)^2\\
= & \left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)^2(\omega_s^2\varphi_{rd}^4)\\
& +\varphi_{rd}^4\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\dot\omega-\omega_s\dot\omega^2\right)^2+2\omega_s\left(\frac{R_r}{L_r}\dot\omega-\omega_s\dot\omega^2\right)\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)\right)\\
= & \varphi_{rd}^4\left(\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2+\dot\omega^2\right)\omega_s+\left(\frac{R_r}{L_r}\dot\omega-\omega_s\dot\omega^2\right)\right)^2\\
\mu_{\Sigma_{MA}}= & \left(\left(\left(\frac{R_r}{L_r}\right)^2+\omega^2\right)\omega_s+\frac{R_r}{L_r}\dot\omega\right)^2\varphi_{rd}^4
\end{array} \tag{B.9}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe C

Description du filtre de Kalman étendu utilisé

Cette annexe est confidentielle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Annexe D

Paramètres mécaniques et électriques de la chaîne de traction du train X60-b

Cette annexe est confidentielle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Bibliographie personnelle

Cette thèse à donné lieu à quatre publications dans des revues ou conférences avec comité de lecture.

Publications dans des revues internationales avec comité de lecture (1)

G. Lefebvre and J-Y. Gauthier and A. Hijazi and X. Lin-Shi and V. Le Digarcher "Observability-Index Based Control Strategy for Induction Machine Sensorless Drive at Low Speed" In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, accepté le 12 septembre 2016

Publications dans des conférences internationales avec comité de lecture (2)

G. Lefebvre and J-Y. Gauthier and A. Hijazi and X. Lin-Shi and V. Le Digarcher "Electrical parameter observation for induction machine sensorless drive using a sensitivity and observability based EKF" In : *17th IEEE Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, 2016

G. Lefebvre and V. Le Digarcher and J-Y. Gauthier and A. Hijazi and X. Lin-Shi "Optimal low-stator-frequency avoidance strategy to improve the performances of induction machines sensorless drives" In : *6th IEEE Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2015

Publications dans des conférences nationales avec comité de lecture (1)

G. Lefebvre and V. Le Digarcher and J-Y. Gauthier and A. Hijazi and X. Lin-Shi "Stratégie d'évitement optimale pour améliorer les performances des commandes de machines asynchrones sans capteur de vitesse" In : *Journées Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE)*, 2015

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Bibliographie

[Abl67] Henry Louis Ablin. “Criteria for degree of observability in a control system”. Thèse de doct. Iowa State University, 1967 (cf. p. 45, 48).

[ADE13] ADEME. *Climat, air, énergie : les chiffres clés 2013*. Rapp. tech. ADEME, 2013 (cf. p. 1).

[Ala13] J. Alacoque. *Direct Eigen Control for Induction Machines and Synchronous Motors*. Sous la dir. de Wiley. IEEE Press, 2013 (cf. p. 74).

[Ala02] M. Alamir. “Sensitivity analysis in simultaneous state / parameter estimation for induction motors”. In : *IFAC 2002*. 2002 (cf. p. 32).

[Alo15] F. Alonge, T. Cangemi, F. D’Ippolito, A. Fagiolini et A. Sferlazza. “Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.4 (avr. 2015), p. 2341–2352. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2014.2355133 (cf. p. 2, 23, 64, 67).

[Ard11] V. Ardiet. “Sensorless control of the induction machine in railway applications : an Alstom project”. Mém.de mast. KTH, 2011 (cf. p. 32, 67).

[Atk91] D.J. Atkinson, P.P. Acarnley et J.W. Finch. “Observers for induction motor state and parameter estimation”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 27.6 (nov. 1991), p. 1119–1127. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/28.108463 (cf. p. 32, 89).

[Aug13] F. Auger, M. Hilairet, J.M. Guerrero, E. Monmasson, T. Orlowska-Kowalska et S. Katsura. “Industrial Applications of the Kalman Filter : A Review”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.12 (déc. 2013), p. 5458–5471. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2012.2236994 (cf. p. 22).

[Bar08] M. Barut, S. Bogosyan et M. Gokasan. “Experimental Evaluation of Braided EKF for sensorless control of Induction motors”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55 (2008), p. 620–632 (cf. p. 32, 105, 108).

[Bas11] D. Basic, F. Malrait et P. Rouchon. “Current Controller for Low-Frequency Signal Injection and Rotor Flux Position Tracking at Low Speeds”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.9 (sept. 2011), p. 4010–4022. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2010.2100336 (cf. p. 25).

[Bes98] G. Besançon. et H. Hammouri. “On observer Design for Interconnected systems”. In : *Journal of Mathematical Systems, Estimation, and Conrol* 8 (1998), p. 1–25 (cf. p. 22).

[Bla72] F. Blaschke. “The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines”. In : *Siemens Review* 34 (1972), p. 217–220 (cf. p. 19).

[Böh08] Christoph Böhm, Rolf Findeisen et Franckv Allgöwer. “Avoidance of Poorly Observable Trajectories : A Predictive Control Perspective”. In : *Proceedings of the 17th IFAC World Congress*. 2008, p. 1952–1957. doi : 10.3182/20080706-5-KR-1001.00332 (cf. p. 48).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Bos07] B. K. Bose. “Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives - An Introduction and Perspective”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54.1 (fév. 2007), p. 14–33. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/TIE.2006.888683 (cf. p. 22).

[Bou] D. Boutat. *La notion d'observateur pour les systèmes non linéaires. Cours d'école doctrorale d'Orléans.* École doctorale Orléans (cf. p. 43).

[Bri04] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia et R. D. Lorenz. “Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 40.4 (juil. 2004), p. 1107–1115. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/TIA.2004.830768 (cf. p. 29).

[Bro11] I. P. Brown et R. D. Lorenz. “Induction Machine Design Methodology for Self-Sensing : Balancing Saliencies and Power Conversion Properties”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 47.1 (jan. 2011), p. 79–87. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/TIA.2010.2091375 (cf. p. 29, 30).

[Can00] C. Canudas De Wit, A. Youssef, J. P. Barbot, P. Martin et F. Malrait. “Observability conditions of induction motors at low frequencies”. In : *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on.* T. 3. 2000, 2044–2049 vol.3. DOI : 10.1109/CDC.2000.914093 (cf. p. 23, 55, 56, 62).

[Car07] J. Cariboni, D. Gatelli, R. Liska et S. Saltelli. “The role of sensitivity alnalysis in ecological modelling”. In : *Ecological Modelling* 203 (avr. 2007), p. 167–182 (cf. p. 95).

[Car06] C. Caruana, G. M. Asher et M. Sumner. “Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction Machines under sensorless conditions”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.1 (fév. 2006), p. 225–238. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/TIE.2005.862257 (cf. p. 29, 30).

[Che15] B. Chen, W. Yao, F. Chen et Z. Lu. “Parameter Sensitivity in Sensorless Induction Motor Drives with the Adaptive Full-Order Observer”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.7 (juil. 2015), p. 4307–4318. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/TIE.2014.2388197 (cf. p. 2, 32, 89, 90, 96).

[Con04] A. Consoli, G. Scarcella et A. Testa. “Speed- and current-sensorless field-oriented induction motor drive operating at low stator frequencies”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 40.1 (jan. 2004), p. 186–193. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/TIA.2003.821767 (cf. p. 27, 30).

[Deg00] M. W. Degner et R. D. Lorenz. “Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier-frequency signal injection”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.3 (mai 2000), p. 736–742. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/28.845048 (cf. p. 29, 30).

[Dem11] F. Demmelmayr, M. Troyer et M. Schrödla. “Advantages of PM-machines compared to induction machines in terms of efficiency and sensorless control in traction applications”. In : *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society.* 2011 (cf. p. 2).

[Dep87] M. Depenbrock. “Direct Self-Control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine”. U.S. Patent 4,678,248. 1987 (cf. p. 19).

[Dep99] M. Depenbrock, C. Foerth et S. Koch. “Speed Sensorless Control of Induction Motors at Very Low Stator Frequencies”. In : *EPE '99.* 1999 (cf. p. 24, 30, 79, 115).

[Des03] Gilles Desbiens. “Machines à induction bobinées sur dents”. Thèse de doct. Institut National Polytechnique de Grenoble, 2003 (cf. p. 9).

[Dob10] Simona Dobre. “Analyses de sensibilité et d'identifiabilité globales. Application à l'estimation de paramètres photophysiques en thérapie photodynamique”. Thèse de doct. Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2010 (cf. p. 95).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Du95] T. Du, P. Vas et F. Stronach. “Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives”. In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 142 (mar. 1995), p. 71–78. ISSN : 1350-2352. DOI : 10.1049/ip-epa:19951701 (cf. p. 22, 32).

[Fai01] J. Faiz et M.B.B. Sharifian. “Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle”. In : *IEEE Transactions on Energy Conversion* 16.1 (mar. 2001), p. 104–109. ISSN : 0885-8969. DOI : 10.1109/60.911412 (cf. p. 90, 102).

[Fle05] M. Fleischer. “Parameter Estimation for Traction Drive-Trains”. In : *EPE 2005*. 2005 (cf. p. 32).

[Fra08] Gaia Franceschini et Sandro Macchietto. “Model-based design of experiments for parameter precision : State of the art”. In : *Chemical Engineering Science* 63.19 (2008), p. 4846–4872. ISSN : 0009-2509. DOI : 10.1016/j.ces.2007.11.034 (cf. p. 48).

[Fre99] T. Frenzke, F. Hoffmann et H.G. Langer. “Speed sensorless control of traction drives - experiences on vehicles”. In : *Proceedings of 1999 EPE Conference*. 1999 (cf. p. 32).

[Gao07a] Q. Gao, G.M. Asher et M. Summer. “Sensorless Position and Speed Control of Induction Motors Using High-Frequency Injection and Without Offline Precommissioning”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54 (2007), p. 2474–2481 (cf. p. 27, 28).

[Gao07b] Q. Gao, G.M. Asher, M. Summer et P. Makys. “Position Estimation of AC Machines Over a Wide Frequency Range Based on Space Vector PWM Excitation”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 43 (2007), p. 1001–1011 (cf. p. 27).

[Gha05] M. Ghanes. “Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique”. Thèse de doct. École Centrale de Nantes, 2005 (cf. p. 24, 25, 30, 56).

[Gha06] M. Ghanes, J. De Leon et A. Glumineau. “Observability Study and Observer-Based Interconnected Form for Sensorless Induction Motor”. In : *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*. Déc. 2006, p. 1240–1245. DOI : 10.1109/CDC.2006.376711 (cf. p. 48).

[Gra06] W.S. Gray et E.I. Verriest. “Algebraically defined gramians for nonlinear systems”. In : *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control*. 2006 (cf. p. 43).

[Gue05] J. M. Guerrero, M. Leetmaa, F. Briz, A. Zamarron et R. D. Lorenz. “Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.2 (mar. 2005), p. 618–626. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/TIA.2005.844411 (cf. p. 29).

[Ha00a] J-I. Ha et S-K. Sul. “Physical understanding of high frequency injection method to sensorless drives of an induction machine”. In : *Industry Applications Conference*. 2000 (cf. p. 28).

[Ha00b] In-Joong Ha et Sang-Hoon Lee. “An online identification method for both stator- and rotor resistances of induction motors without rotational transducers”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47.4 (août 2000), p. 842–853. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/41.857964 (cf. p. 32, 90).

[Ha99] Jung-Ik Ha et Seung-Ki Sul. “Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 35.1 (jan. 1999), p. 45–51. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/28.740844 (cf. p. 27, 28, 30).

[Has68] K. Hasse. “Zum Dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Detrieb mit variable Standerfrequenz und Standerspannung”. In : *ETZ-A* 89 (1968) (cf. p. 19).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Her77] R. Hermann et A. Krener. “Nonlinear controllability and observability”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 22.5 (oct. 1977), p. 728–740. ISSN : 0018-9286. DOI : 10.1109/TAC.1977.1101601 (cf. p. 41, 42).

[Hil00] M. Hilairet, F. Auger et C. Darengosse. “Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors”. In : *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*. T. 2. 2000, 891–896 vol.2. DOI : 10.1109/PESC.2000.879932 (cf. p. 90).

[Hin04a] M Hinkkanen. “Flux estimators for speed-sensorless induction motor drives”. Thèse de doct. Helsinki University of Technology, 2004 (cf. p. 25, 30).

[Hin04b] M. Hinkkanen et J. Luomi. “Stabilization of Regenerating-Mode Operation in Sensorless Induction Motor Derives by Full-Order Flux Observer Design”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51 (2004), p. 1318–1328 (cf. p. 22, 23).

[Hol06] J. Holtz. “Sensorless Control of Induction Machines - With or Without Signal Injection ?” In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.1 (fév. 2006), p. 7–30. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/TIE.2005.862324 (cf. p. 2, 23, 31).

[Hol05] J. Holtz et J. Juliet. “Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 41 (2005), p. 1675–1682 (cf. p. 27).

[Jaf11] S. Jafarzadeh, C. Lascu et M. Sami Fadali. “Square Root Unscented Kalman Filters for state estimation of induction motor drives”. In : *ECCE 2011*. 2011 (cf. p. 23, 24).

[Jaf12] S. Jafarzadeh, C. Lascu et M. Sami Fadali. “State Estimation of Induction Motor Drives Using the Unscented Kalman Filter”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59 (2012), p. 4207–4216 (cf. p. 22).

[Jul04] S.J. Julier et J.K. Uhlmann. “Unscented filtering and nonlinear estimation”. In : *Proceedings of the IEEE* 92 (2004), p. 401–422 (cf. p. 65).

[Kad07] S. Kadoawki, K. Ohishi, T. Hata, N. Iida, M. Takagi, T. Sano et S. Yasukawa. “Antislip readhesion control based on speed-sensorless vector control and disturbance observer for electric commuter train - series 205-5000 of the East Japan Ralway Company”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54 (2007), p. 2001–2008 (cf. p. 32).

[Kal59] R. Kalman. “On the general theory of control systems”. In : *IRE Transactions on Automatic Control* 4.3 (déc. 1959). ISSN : 0096-199X. DOI : 10.1109/TAC.1959.1104873 (cf. p. 39).

[Kim11] S. Kim et S. K. Sul. “Sensorless control of AC motor - Where are we now ?” In : *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*. 2011, p. 1–6. DOI : 10.1109/ICEMS.2011.6073316 (cf. p. 2, 29).

[Kim94] Young-Real Kim, Seung-Ki Sul et Min-Ho Park. “Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 30.5 (sept. 1994), p. 1225–1233. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/28.315233 (cf. p. 22).

[Kon12] K. Kondo. “Anti-slip control technologies for the railway vehicle traction”. In : *Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2012 (cf. p. 32).

[Kon05] K. Kondo, K. Yuki, N. Terauchi et T. Hasebe. “Evaluation of induction motor speed Sensorless control for railway vehicle traction system”. In : *European Conference on Power Electronics and Applications*. 2005 (cf. p. 32).

[Kot15a] M. Koteich, A. Maloum, G. Duc et G. Sandou. “Discussion on "AC Drive Observability Analysis"”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.11 (nov. 2015), p. 7224–7225. ISSN : 0278-0046. DOI : 10.1109/TIE.2015.2438777 (cf. p. 60).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Kot15b] M. Koteich, A. Maloum, G. Duc et G. Sandou. “Permanent Magnet Synchronous Drives Observability Analysis for Motion-Sensorless Control”. In : *6th IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives, SLED, Sydney*. 2015 (cf. p. 129).

[Kre09] A. J. Krener et K. Ide. “Measures of unobservability”. In : *Decision and Control, Proceedings of the 48th IEEE Conference on*. Déc. 2009, p. 6401–6406. doi : 10.1109/CDC.2009.5400067 (cf. p. 48).

[Kub94] H. Kubota et K. Matsuse. “Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 30.5 (sept. 1994), p. 1219–1224. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/28.315232 (cf. p. 32).

[Kub93] H. Kubota, K. Matsuse et T. Nakano. “DSP-Based speed adaptive flux observer of induction motor”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 29 (1993), p. 344–348 (cf. p. 22).

[Kub02] H. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta et Y. Hori. “Regenerating-mode low-speed operation of sensorless induction motor drive with adaptive observer”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 38.4 (juil. 2002), p. 1081–1086. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2002.800575 (cf. p. 24, 30, 79, 115).

[Lal02] Sanjay Lall, Jerrold E. Marsden et Sonja Glavaski. “A subspace approach to balanced truncation for model reduction of nonlinear control systems”. In : *International Journal on Robust and Nonlinear Control* 12 (2002), p. 519–535. issn : 1099-1239. doi : 10.1002/rnc.657 (cf. p. 43).

[Lat06] R. Lateb. “Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace est de temps : Application à la propulsion marine par POD”. Thèse de doct. INPL, 2006 (cf. p. 9, 27, 28).

[Lee04] K.B. Lee, J.Y. Yoo, J.H. Song et I. Choy. “Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using ROELO”. In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 151 (2004), p. 116–120 (cf. p. 32).

[Lef12] G. Lefebvre. “Améliorations apportées au pilotage PUMA (Pilotage Unifié des Moteurs Asynchrones).” Mém.de mast. Supélec - Alstom Transport, 2012 (cf. p. 68).

[Lef15] G. Lefebvre, V. Le Digarcher, J-Y. Gauthier, A. Hijazi et X. Lin-Shi. “Optimal low-stator-frequency avoidance strategy to improve the performances of induction machines sensorless drives”. In : *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2015 IEEE Symposium on*. Juin 2015, p. 1–6. doi : 10.1109/SLED.2015.7339256 (cf. p. 79, 84, 115).

[Lep03] V-M. Leppänen. “Low-frequency signal-injection method for speed sensorless vector control of induction motors”. Thèse de doct. Helsinki University of Technology, 2003 (cf. p. 25, 30).

[Lep06] V-M. Leppänen et J. Luomi. “Observer using low-frequency injection for sensorless induction motor control-parameter sensitivity analysis”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53 (2006), p. 216–224 (cf. p. 90).

[Lue63] D.G. Luenberger. “Observing the State of a Linear System”. In : *IEEE Transactions on Military Electronics* April (1963), p. 74–80 (cf. p. 44).

[Lue71] D.G. Luenberger. “An Introduction to Observers”. In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 16 (1971), p. 596–602 (cf. p. 37).

[Min16] D. Mingardi, N. Bianchi et L. Alberti. “Analysis and Test of the Sensorless Capability of Induction Motors with Created Saliency”. In : *Industry Applications, IEEE Transactions on* PP.99 (2016), p. 1–1. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2016.2519414 (cf. p. 2).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Mor05] F. Morand. “Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones”. Thèse de doct. INSA Lyon, 2005 (cf. p. 3, 26, 27, 30).

[Mül72] P.C. Müller et H.I. Weber. “Analysis and optimization of certain qualities of controllability and observability for linear dynamical systems”. In : *Automatica* 8.3 (1972), p. 237–246. ISSN : 0005-1098. DOI : 10.1016/0005-1098(72)90044-1 (cf. p. 45).

[Nan03] S. Nandi, S. Ahmed, H. A. Toliyat et R. M. Bharadwaj. “Selection criteria of induction machines for speed-sensorless drive applications”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.3 (mai 2003), p. 704–712. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/TIA.2003.810651 (cf. p. 26, 29, 30).

[Nus11] P. Nussbaumer et T.M. Wolbank. “Using switching transients to exploit sensorless control information for electric machines”. In : *SLED 2011*. 2011 (cf. p. 27).

[Oht89] T. Ohtani, N. Takada et K. Tanaka. “Vector control of induction motor without shaft encoder”. In : *Conference Record 1989 IEEE/IAS Annual Meeting*. 1989 (cf. p. 22).

[Orl10a] T. Orlowska-Kowalska et M. Dybkowski. “Robust Speed-Sensorless Induction Motor Drive for Traction Application”. In : *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2010 (cf. p. 23).

[Orl10b] T. Orlowska-Kowalska et M. Dybkowski. “Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57 (2010), p. 1296–1308 (cf. p. 22).

[Orl97] T. Orlowska-Kowalska et C. T. Kowalski. “Neural network application for flux and speed estimation in the sensorless induction motor drive”. In : *Industrial Electronics, 1997. ISIE ’97., Proceedings of the IEEE International Symposium on*. Juil. 1997, 1253–1258 vol.3. DOI : 10.1109/ISIE.1997.648923 (cf. p. 22).

[Orl96] T. Orlowska-Kowalska et P. Wojsznis. “Comparative study of rotor flux estimators sensitivity in the speed sensorless induction motor drive”. In : *Industrial Electronics, 1996. ISIE ’96., Proceedings of the IEEE International Symposium on*. T. 1. Juin 1996, 348–353 vol.1. DOI : 10.1109/ISIE.1996.548445 (cf. p. 22, 90).

[Par29] R.H. Park. “Two-Reaction Theory of Synchronous Machines - General Method of Analysis - Part I”. In : *AIEE Transactions* 48 (juil. 1929), p. 716–730 (cf. p. 15).

[San90] S. Sangwongwanich, S. Doki, T. Yonemoto et S. Okuma. “Adaptive sliding observers for direct field-oriented control of induction motor”. In : *Industrial Electronics Society, 1990. IECON ’90., 16th Annual Conference of IEEE*. Nov. 1990, 915–920 vol.2. DOI : 10.1109/IECON.1990.149261 (cf. p. 22).

[Sch92] C. Schauder. “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 28.5 (sept. 1992), p. 1054–1061. ISSN : 0093-9994. DOI : 10.1109/28.158829 (cf. p. 22).

[Sch05] A. Schaum, J.A. Moreno et A. Vargas. “Global Observability and Detectability Analysis for a class of Nonlinear models of biological processes with Bad inputs”. In : *ICEEE and CIE 2005*. 2005 (cf. p. 43).

[Sch96] M. Schroedl. “Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method”. In : *Industry Applications Conference., Conference Record of the 1996 IEEE*. T. 1. Oct. 1996, 270–277 vol.1. DOI : 10.1109/IAS.1996.557028 (cf. p. 27, 30).

[Sin06] Abhay K. Singh et Juergen Hahn. “Sensor Location for Stable Nonlinear Dynamic Systems : Multiple Sensors Case”. In : *Industrial & Engineering Chemistry Research* 45 (2006), p. 3615–3623. DOI : 10.1021/ie0511175 (cf. p. 48).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Sin03] A.K. Singh et J. Hahn. “Optimal Sensor location for nonlinear dynamic systems via empirical gramians”. In : *IFAC 2003*. 2003 (cf. p. 47).

[Son97] E.D. Sontag et Y. Wang. “Output-to-state stability and detectability of nonlinear systems”. In : *Systems & Control Letters* 29 (1997), p. 279–290 (cf. p. 43).

[Spi10] M. Spichartz, C. Heising, V. Staudt et A. Steimel. “Correction of Inverter Voltage Errors for Model-Based Induction Machine Control”. In : *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. 2010 (cf. p. 31).

[Sta06] C.S. Staines, C. Caruana, G.M. Asher et M. Summer. “Sensorless control of induction machines at zero and low frequency using zero sequence currents”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53 (2006), p. 195–206 (cf. p. 27).

[Sun16] W. Sun, J. Gao, Y. Yu, G. Wang et D. Xu. “Robustness Improvement of Speed Estimation in Speed Sensorless Induction Motor Drives”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 52.3 (mai 2016), p. 2525–2536. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.2015.2512531 (cf. p. 2, 54, 96).

[Suw02] S. Suwankawin et S. Sangwongwanich. “A Speed-sensorless IM Drive with decoupling control and stability analysis of speed estimation”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49 (2002), p. 444–455 (cf. p. 22, 23).

[Suw05] S. Suwankawin et S. Sangwongwanich. “Design strategy of an adaptive full-order observer for speed-sensorless induction-motor Drives-tracking performance and stabilization”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.1 (fév. 2005), p. 96–119. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2005.862308 (cf. p. 54).

[Tak86] I. Takahashi et T. Noguchi. “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-22.5 (sept. 1986), p. 820–827. issn : 0093-9994. doi : 10.1109/TIA.1986.4504799 (cf. p. 19).

[Tes87] Nikola Tesla. “Dynamo-Electric machine”. US Patent 359,748. 1887 (cf. p. 6).

[Vac13] P. Vaclavek, P. Blaha et I. Herman. “AC Drive Observability Analysis”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.8 (août 2013), p. 3047–3059. issn : 0278-0046. doi : 10.1109/TIE.2012.2203775 (cf. p. 55, 58, 90, 99).

[Vas95] P. Vas, A. F. Stronach et M. Neuroth. “A fuzzy-controlled speed-sensorless induction motor drive with flux estimators”. In : *Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412)*. Sept. 1995, p. 315–319. doi : 10.1049/cp:19950886 (cf. p. 22).

[Vas92] Perter Vas. *Electrical Machines and Drives : A Space-Vector Theory Approach*. Sous la dir. de P. Hammond et T.J.E. Miller. Oxford University Press, 1992 (cf. p. 13).

[Vas98] Peter Vas. *Sensorless vector and direct torque control*. Sous la dir. de P. Hammond, T.J.E. Miller et T. Kenjo. Oxford University Press, 1998 (cf. p. 22, 26, 30).

[Vic08] I. Vicente, M. Brown, A. Renfrew et A. Endemano. “Stable MRAS-Based Sensorless Scheme Design Strategy for High Power Traction Drives”. In : *4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*. 2008 (cf. p. 31).

[Vic10] I. Vicente, A. Endemaño, X. Garin et M. Brown. “Comparative study of stabilising methods for adaptive speed sensorless full-order observers with stator resistance estimation”. In : *IET Control Theory and Applications* 4 (2010), p. 993–1004 (cf. p. 23, 32).

[Vog10] M.A. Vogelsberger, S. Grubic, T.G. Habetler et T.M. Wolbank. “Using PWM-Induced Transient Excitation and Advanced Signal Processing for Zero-Speed Sensorless Control of AC Machines”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57 (2010), p. 365–374 (cf. p. 27).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

[Wad97] S. Wade, M.W. Dunnigan et B.W. Williams. “Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector-controlled induction machines”. In : *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 144 (1997), p. 285–294 (cf. p. 90).

[Wol00] T.M. Wolbank, B. Haidvogl et R. Wöhrnschimmel. “Impact of the point of operation on sensorless control of induction motors based on the INFORM method”. In : *Power Electronics Congress CIEP*. 2000 (cf. p. 27).

[Wol02] T.M. Wolbank et J. Machl. “A modified PWM scheme in order to obtain spatial information of AC machines without mechanical sensor”. In : *APEC (Applied Power Electronics Conference and Exposition)*. 2002 (cf. p. 27).

[Yan02] Z. Yan et V. Utkin. “Sliding mode observers for Electric machines - an overview”. In : *Proceedings of the 28th IECON Conferences*. 2002 (cf. p. 22).

[Yoo14] Y-D. Yoon et S-K. Sul. “Sensorless control for induction machines based on square-wave voltage injection”. In : *IEEE Transactions on Power Electronics* 29 (2014), p. 3637–3645 (cf. p. 29).

[Yoo11] Y-D. Yoon, S-K. Sul, S. Morimoto et K. Ide. “High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection”. In : *IEEE Transactions on Industry Applications* 47 (2011), p. 1361–1370 (cf. p. 29).

[Zak12] M.S. Zaky. “Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59 (2012), p. 858–870 (cf. p. 90).

[Zak09] M.S. Zaky, M.M. Khater, S.S. Shokralla et H.A. Yasin. “Wide-speed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives”. In : *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56 (2009), p. 1699–1707 (cf. p. 31, 32).

[Zat08] H. Zatocil. “Physical understanding of multiple saliencies in induction motors and their impact on sensorless control”. In : *SPEEDAM 2008*. 2008 (cf. p. 29).

[Zat09] H. Zatocil. “Sensorless control of induction motor drives in the zero frequency speed range”. In : *Power Electronics and Applications. 13th European Conference on*. Sept. 2009, p. 1–10 (cf. p. 29).

[Zgo13] Aloïs Zgorski. “Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron”. Thèse de doct. INSA Lyon, 2013 (cf. p. 3).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON OPEREE AU SEIN DE L'INSA LYON

NOM : LEFEBVRE DATE de SOUTENANCE : 29 novembre 2016

Prénoms : Gaëtan Thibaut Morgan

TITRE : Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse : application à la traction ferroviaire

NATURE : Doctorat Numéro d'ordre : 2016LYSEI129

Ecole doctorale : Électrotechnique Électronique Automatique

Spécialité : Génie Électrique

RESUME :

Le problème de la commande de machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse est très étudié dans les domaines de l'automatique et de l'électrotechnique. Ce travail porte sur la faisabilité de ce type de commande sur l'ensemble de la plage de vitesse et pour tout type de machine asynchrone afin d'être utilisée en traction ferroviaire.

Une étude poussée de l'observabilité permet de définir une mesure quantitative continue de l'observabilité de la vitesse de la machine, appelée index d'observabilité. La synthèse d'un observateur confirme ainsi la correspondance entre les zones de faible index d'observabilité et celles où l'observation est de mauvaise qualité. L'index d'observabilité défini dans cette thèse permet donc de prédire les performances d'observation d'un système.

L'originalité principale des travaux présentés tient dans l'utilisation de cet index d'observabilité dans la commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique de vitesse. En tirant profit du degré de liberté qu'offre la variation d'amplitude du flux, nous proposons de garantir un index d'observabilité au-dessus d'un seuil tout en respectant les autres contraintes de la commande. L'observation de la vitesse devient alors précise sur toute la plage de vitesse, et un fonctionnement long est possible en tout point sans perturber le couple réalisé. Des expérimentations sur simulateur numérique viennent confirmer ces résultats, y compris lors de phases de patinage.

L'observation des paramètres électriques est également étudiée afin de garantir la précision de l'observation de vitesse. Pour cela, la sensibilité de l'observation de vitesse aux variations de paramètres électriques et l'observabilité de ces paramètres sont étudiées, permettant de définir une nouvelle stratégie d'observation des paramètres électriques.

Des essais sur banc de puissance, puis en application réelle sur un train régional, valident les performances de la commande sans capteur de vitesse proposée sur toute la plage de vitesse, et son adéquation aux contraintes d'une application ferroviaire.

MOTS-CLÉS : machine asynchrone – commande sans capteur de vitesse – observation – degré d'observabilité – traction ferroviaire.

Laboratoire (s) de recherche : Laboratoire Ampère – UMR 5005 - CNRS

Directeur de thèse: Xuefang Lin-Shi

Président de jury :

Composition du jury : Éric Bonin – Jean-Yves Gauthier – Emmanuel Godoy – Alaa Hijazi – Mickaël Hilairet – Xuefang Lin-Shi – Luc Loron – Maria Pietrzak-David

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI129/these.pdf
© [G. Lefebvre], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés