



HAL
open science

**Commande en position et vitesse sans capteur
mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents
à pôles lisses : Application à un actionneur
électromécanique pour aileron**

Aloïs Zgorski

► **To cite this version:**

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. Autre. INSA de Lyon, 2013. Français. NNT : 2013ISAL0012 . tel-00864216

HAL Id: tel-00864216

<https://theses.hal.science/tel-00864216v1>

Submitted on 20 Sep 2013

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

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

Numéro d'ordre :

Année 2013

THÈSE

présentée devant

L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LYON

**ÉCOLE DOCTORALE : ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE,
AUTOMATIQUE**

SPÉCIALITÉ : GÉNIE ÉLECTRIQUE

par

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.**

**Mechanical sensorless position and speed control of non-salient
permanent magnet synchronous machine.**

Application to an electromechanical actuator for aileron.

Soutenue le 21 Février 2013 devant la Commission d'examen

Jury :

FADEL Maurice	Professeur, INPT-ENSHEEIH	Rapporteur
MENDES Eduardo	Professeur, INPG-ESISAR	Rapporteur
LIN-SHI Xuefang	Professeur, INSA de Lyon	Directeur de Thèse
LOUIS Jean-Paul	Professeur émérite, ENS Cachan	Examineur
RETIF Jean-Marie	Professeur retraité, INSA de Lyon	Examineur
MANCA Jean-Luc	Sagem Défense Sécurité	Encadrant Industriel
BRIDOT Eric	Sagem Défense Sécurité	Examineur
LEYNART François-Noël	Messier-Buggatti-Dowty	Examineur

INSA Direction de la Recherche - Ecoles Doctorales - Quinquennal 2011-2015

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	<u>CHIMIE DE LYON</u> http://www.edchimie-lyon.fr Insa : R. GOURDON	M. Jean Marc LANCELIN Université de Lyon - Collège Doctoral Bât ESCPE 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04 72 43 13 95 directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	<u>ELECTRONIQUE,</u> <u>ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE</u> http://edeea.ec-lyon.fr Secrétariat : M.C. HAVGOUDOUKIAN 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	<u>EVOLUTION, ECOSYSTEME,</u> <u>MICROBIOLOGIE, MODELISATION</u> http://e2m2.universite-lyon.fr INSA : H. CHARLES	Mme. Gudrun BORNETTE CNRS UMR 5023 LEHNA Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Forel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04 72 43 12 94 e2m2@biomserv.univ-lyon1.fr
EDISS	<u>INTERDISCIPLINAIRE</u> <u>SCIENCES-SANTE</u> http://ww2.ibcp.fr/ediss Sec : Safia AIT CHALAL Insa : M. LAGARDE	M. Didier REVEL Hôpital Louis Pradel Bâtiment Central 28 Avenue Doyen Lépine 69500 BRON Tél : 04 72 68 49 09 Fax : 04 72 35 49 16 Didier.revel@creatis.uni-lyon1.fr
INFOMATHS	<u>INFORMATIQUE ET</u> <u>MATHEMATIQUES</u> http://infomaths.univ-lyon1.fr	M. Johannes KELLENDONK Université Claude Bernard Lyon 1 INFOMATHS Bâtiment Braconnier 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04 72 44 82 94 Fax : 04 72 43 16 87 infomaths@univ-lyon1.fr
Matériaux	<u>MATERIAUX DE LYON</u> Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 - Fax : 887.12 Bât. Saint-Exupéry Ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint-Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04 72 43 83 18 Fax 04 72 43 85 28 Jean-yves.buffiere@insa-lyon.fr

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
MEGA	<u>MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE</u> Secrétariat : M. LABOUNE PM : 71.70 - Fax : 887.12 Bât. Saint-Exupéry maga@ec-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cédex Tél : 04 72 43 71 70 Fax : 04 72 43 72 37 philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	<u>ScSo</u> ¹ Sec : Vivianne POLSINELLI Insa : J.Y. TOUSSAINT	M. Lionel OBADIA Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04 78 69 72 76 Fax : 04 37 28 04 48 Lionel.Obadia@univ-lyon2.fr

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

Résumé

Le problème de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un problème très étudié dans le domaine de l'automatique et de l'électrotechnique. Le travail présenté s'intéresse au problème particulier de la commande sans capteur à basse vitesse des MSAP à pôles lisses. L'objectif est de proposer une méthode permettant de contrôler en position un actionneur électromécanique utilisé dans un contexte aéronautique (ici pour des ailerons).

Une étude théorique des deux familles de machines, saillantes et non saillantes, a permis de montrer une différence d'observabilité des modèles de la MSAP selon la vitesse de la machine, avec en particulier une perte d'observabilité à basse vitesse pour les machines à pôles lisses. Pour pallier cette perte, de nouveaux modèles sont développés, qui prennent en compte des vibrations de la machine, sollicitée par une injection de signaux. Une nouvelle analyse, appliquée à ces modèles, permet de garantir l'observabilité de la machine sur toute la gamme de vitesse, y compris à l'arrêt. Nous avons donc proposé une approche d'observation de la position et de la vitesse basée sur ces nouveaux modèles avec une injection bien choisie. Contrairement aux méthodes classiques basées sur la saillance, cette approche est applicable à tous les types de machine. Elle a été validée sur plusieurs bancs d'essais par l'application d'un observateur de Kalman étendu. De nombreux tests ont été réalisés sur un benchmark dédié aux applications industrielles. Les résultats ont montré les performances, la robustesse et les limites des observateurs proposés.

Nous nous sommes également intéressés à l'asservissement en vitesse sans capteur mécanique de la machine, pour lequel nous avons proposé deux méthodes de synthèse d'observateurs. La première est basée sur la synthèse d'un observateur LPV robuste par approche polytopique. La seconde utilise un observateur à modes de glissement d'ordre deux à gains adaptatifs. La faisabilité expérimentale de ces deux observateurs a été démontrée.

Mots-clés : machine synchrone à aimants permanents, commande sans capteur mécanique, actionneur électromécanique, méthode d'estimation de la position à basse vitesse

Abstract

The issue of sensorless control of permanent magnet synchronous machine (PMSM) has been well studied in the field of automation and electrical engineering. In the following work, we were interested in the peculiar problem of low-speed sensorless control of surface PMSM. The objective is to offer a new method for the position control of an industrial electro-mecanical actuator, considering an aeronautical context (a flap actuator).

First, modeling and observability analyses of surface (non-salient) PMSM and interior (salient) PMSM have been studied. A loss of observability can be especially found at low speed for models of non-salient machines. To overcome this loss, we have developed new models, that takes into account vibrations caused by a signal injection. A theoretical observability study of these latter models shows that observability is now guaranteed for the whole speed range, including standstill. We thus proposed an estimation method of the position and speed of the PMSM, based on these models, with a dedicated injection signal. Unlike salient-based methods that are only valid for salient machines, our approach can be used with all types of PMSM. An Extended Kalman Filter is used to observe the position, speed and eventually the load torque. The proposed approach was validated on a dedicated test bench. Many simulation and experimental tests were performed on an industrial-oriented benchmark. Results showed the performances, robustness and limitations of the proposed observers.

We have also studied speed sensorless control of the machine. Indeed, two observer syntheses have been presented. The first one is based on robust synthesis of an LPV observer using a polytopic approach. The second method is an adaptative-gain second-order sliding mode observer. Experimental feasibility of the two methods has been demonstrated.

Mots-clés : permanent magnet synchronous motor, sensorless control, electromecanical actuator, low-speed position estimation method

Table des matières

Résumé	v
Abstract	vii
Notations	xiii
Abréviations et Indices	xvii
Introduction générale	xix
1 Problématique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP	1
1.1 Propriétés des machines synchrones à aimants permanents	3
1.2 Equations de la machine synchrone à aimants permanents	5
1.2.1 Comportement électrique	6
1.2.2 Comportement mécanique	9
1.3 Commande classique de la MSAP	10
1.4 Etat de l'art des méthodes d'estimation de la position des MSAP	13
1.4.1 Repères d'étude	13
1.4.2 Observateurs moyenne et haute vitesse	14
1.4.3 Méthodes utilisant la saillance	17
1.5 Conclusion	20
2 Mise en évidence de l'observabilité de la MSAP à pôles lisses à basse vitesse	23
2.1 Modèles d'état classiques de la MSAP et leur observabilité	24
2.1.1 Modèle électrique étendu aux FEM	24
2.1.2 Modèle électrique étendu au flux permanent	26
2.1.3 Modèle électrique et électromécanique	28
2.1.4 Analyse des résultats	33

2.2	Développement d'un modèle prenant en compte les vibrations causées par l'injection de signaux	33
2.2.1	Caractéristiques du signal d'injection	34
2.2.2	Equations de fonctionnement du système {Modèle+Injection} . . .	34
2.2.3	Analyse de l'observabilité du système {Machine + Injection} . . .	35
2.2.4	Interprétation des résultats	44
2.2.5	Tentative d'extension aux modèles électriques	44
2.3	Conclusion	47
3	Méthode d'estimation de la position de la MSAP à pôles lisses pour sa commande en position sans capteur mécanique	49
3.1	Méthode d'estimation de la position proposée	51
3.1.1	Principe	51
3.1.2	Choix des modèles	52
3.2	Développement de la méthode avec un observateur de Kalman étendu . .	54
3.2.1	Observateur de Kalman étendu pour les modèles non linéaires . . .	54
3.2.2	Synthèse des observateurs avec les modèles de MSAP développés .	55
3.2.3	Validation de la méthode proposée	58
3.2.4	Résultats expérimentaux	66
3.3	Comparaison avec les méthodes basées sur la saillance	86
3.4	Conclusion	88
4	Observateurs dédiés à la commande en vitesse de la machine	91
4.1	Observateur LPV synthétisé par approche robuste	93
4.1.1	Synthèse robuste d'observateurs LPV	93
4.1.2	Application à la MSAP	97
4.1.3	Test de faisabilité	98
4.1.4	Résultats expérimentaux	100
4.1.5	Synthèse des résultats	109
4.1.6	Synthèse sur l'observateur LPV	109
4.2	Observateur adaptatif basé sur les modes de glissement d'ordre supérieur .	110
4.2.1	Principe des observateurs à modes de glissement	110
4.2.2	Observateur-Dérivateur adaptatif	111
4.2.3	Paramètres de test	115
4.2.4	Résultats expérimentaux	115
4.2.5	Synthèse sur l'observateur adaptatif	119
4.3	Conclusion	119
	Conclusion générale et Perspectives	121

A Transformations de repère usuelles	125
A.1 Transformation de Concordia/Clarkes	125
A.2 Transformation de Park	126
A.3 Transformations inverses	126
B Notions sur l'observabilité	129
B.1 Observabilité en linéaire	129
B.2 Observabilité en non linéaire	130
C Résultats complémentaires : Observateur de Kalman étendu	133
C.0.1 Robustesse aux incertitudes paramétriques	133
C.0.2 Temps de réponse	133
Liste des figures	143
Liste des tableaux	145
Bibliographie personnelle	147
Bibliographie	149

Notations

Variables électriques

I_a, I_b et I_c	Courants dans les phases a, b et c
I_α, I_β	Courants équivalents dans le repère $\alpha\text{-}\beta$
I_d, I_q	Courants équivalents dans le repère $d\text{-}q$
V_a, V_b et V_c	Tensions appliquées aux phases a, b et c
V_α, V_β	Tensions équivalentes dans le repère $\alpha\text{-}\beta$
V_d, V_q	Tensions équivalentes dans le repère $d\text{-}q$
ϕ_a, ϕ_b et ϕ_c	Flux dans les enroulements a, b et c
ϕ_α, ϕ_β	Flux équivalents dans le repère $\alpha\text{-}\beta$
$\phi_{f\alpha}, \phi_{f\beta}$	Composantes du flux de l'aimant permanent dans le repère $\alpha\text{-}\beta$
ϕ_d, ϕ_q	Flux équivalents dans le repère $d\text{-}q$
e_α, e_β	FEM dans le repère $\alpha\text{-}\beta$
e_d, e_q	FEM dans le repère $d\text{-}q$

Paramètres électriques

R_3	Matrice de résistance statorique triphasée
R_2	Matrice de résistance statorique diphasée équivalente
R_s	Résistance statorique
L_3	Matrice d'inductance statorique triphasée
L_2	Matrice d'inductance statorique diphasée équivalente
\bar{L}	Inductance moyenne
ΔL	Fluctuation d'inductance
L_d	Inductance équivalente sur l'axe d
L_q	Inductance équivalente sur l'axe q
L_s	Inductance des machines à pôles lisses
ϕ_f	Valeur nominale du flux de l'aimant permanent

Variables mécaniques

θ	Position électrique du rotor
ω	Vitesse de rotation angulaire mécanique du rotor
ω_e	Vitesse de rotation angulaire électrique du rotor
C_{em}	Couple électromagnétique sur l'arbre moteur
C_{ch}	Couple des charges internes et externes sur l'arbre moteur

Paramètres mécaniques

p	Nombre de paires de pôles du moteur (il y a $2p$ pôles)
J	Inertie de l'arbre moteur
f_v	Coefficient de frottements visqueux sur l'arbre moteur

Observabilité

$L_f h$	Dérivée de Lie d'une fonction h le long d'un champ de vecteurs f
O_L	Matrices d'observabilité des modèles linéaires
S_{NL}	Sous-espaces d'observabilité des modèles nonlinéaires
O_{NL}	Matrices d'observabilité des modèles nonlinéaires
ΔO	Déterminants des matrices d'observabilité

Paramètres des méthodes d'injection

$\hat{\theta}$	Position estimée
$d\theta = \hat{\theta} - \theta$	Erreur d'estimation de position
V_{inj}	Vecteurs d'injection
Inj_γ	Composante sur l'axe γ du signal d'injection
Inj_δ	Composante sur l'axe δ du signal d'injection
\hat{V}_d, \hat{V}_q	Tensions données par la commande

Paramètres du filtre de Kalman

F_k	Jacobien de la fonction d'état
Q	Matrice de covariance du bruit d'entrée
R	Matrice de covariance du bruit de mesure
P_k	Matrice de covariance de l'erreur d'estimation
K_k	Gain de Kalman
φ, χ	Erreur de linéarisation
$M_{k+n,k}$	Matrice d'observabilité discrète
T_e	Période d'échantillonnage
Ω_n	Vitesse nominale
I_n	Courant nominal
C_n	Couple nominal

Observateur LPV

A, B, C, D	Matrices du modèle d'état linéaire
λ	Paramètre variant
$\tilde{A}(\lambda), \tilde{B}(\lambda), \tilde{C}(\lambda), \tilde{D}(\lambda)$	Matrices du modèle d'état LPV
L	Gain de l'observateur linéaire/LPV
$[\omega_{min} \quad \omega_{max}]$	Plage de vitesse étudiée

Observateur adaptatif à modes de glissement

ϵ	Erreur d'estimation
μ, ρ	Gains adaptatifs de l'observateur à modes de glissement
K	Gain non adaptatif de l'observateur à modes de glissement

Abréviations et Indices

Abréviations

EMA	ElectroMechanical Actuator (Actionneur Electro-Mécanique)
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
FEM	Force Electro-Motrice
PLL	Phase-Locked Loop (Boucle à Verouillage de Phase)
EKO	Extended Kalman Obsever (Observateur de Kalman étendu)
UKO	Unscented Kalman Observer (Observateur de Kalman non parfumé)
LPV	Linéaire à Paramètres Variants / Linear Parameter-Varying
STO	Super-Twisting Observer
FPGA	Field-Programmable Gate Array
DSP	Digital Signal Processing

Indices

Les indices a,b,c donnent les valeurs des courants, tensions, flux dans le repère triphasé lié au stator.

Les indices α,β donnent les valeurs des courants, tensions, flux dans le repère diphasé équivalent lié au stator.

Les indices d,q donnent les valeurs des courants, tensions, flux dans le repère diphasé équivalent lié au rotor.

Les indices γ,δ donnent les valeurs des courants, tensions et flux dans le repère diphasé équivalent estimé lié au rotor. L'erreur d'estimation de positionnement angulaire est θ_{err} .

Les * indiquent une valeur de consigne.

Les ^ indiquent des valeurs estimées.

Les ~ indiquent les erreurs d'estimation.

Introduction générale

Pour répondre aux contraintes économiques et environnementales de plus en plus importantes, les grands avionneurs, comme Airbus et Boeing, ont des objectifs de réduction drastique des émissions de CO_2 . Cette diminution est rendue possible par la réduction du poids des avions, via l'utilisation de matériaux composites sur les modèles récents (Boeing B787 Dreamliner, Airbus A350XWB,...), mais aussi par le remplacement de circuits pneumatiques et hydrauliques par des circuits électriques, globalement plus légers et consommant au final moins de carburants [54]. Cette tendance à une plus grande « électrification » des avions est anticipée par les équipementiers, dont le groupe SAFRAN². En particulier, un actionneur électromécanique pour aileron (EMA Aileron) a été développé par SAGEM et a passé avec succès des tests en vol en tant que commande de vol primaire sur un aileron d'avion commercial A320³. Il permet donc de remplacer les actionneurs électro-hydrauliques utilisés actuellement. Outre le gain associé au poids du circuit hydraulique, l'actionneur électro-mécanique permet également un gain au niveau de la maintenance, qui en sera simplifiée. Cet objectif de réduction du poids a notamment été permis par les développements autour de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Le principal avantage de la machine synchrone à aimants permanents est en effet d'avoir une puissance massique élevée, vis-à-vis des autres machines électriques telles les machines asynchrones [27]. Par contre, la commande performante de cette machine sans balais nécessite une bonne connaissance de la position relative de son rotor. Or les capteurs utilisés pour la mesure de cette position (résolveurs, codeurs incrémentaux, sondes à effet Hall,...) sont coûteux (achat, installation, maintenance) et augmentent le volume de l'actionneur complet (notamment le nombre de câbles), ce qui réduit la fiabilité de l'ensemble. Pour contourner ces problèmes, de nombreuses méthodes ont été développées depuis les années 1990 pour l'estimation de la position. Ces méthodes, que l'on peut regrouper sous l'appellation de « capteurs logiciels », ont pour avantage de ne pas né-

2. <http://www.safran-group.com/site-safran-en/innovation-429/areas-of-expertise/more-electric-aircraft/>

3. <http://www.sagem-ds.com/spip.php?article901&lang=fr>

cessiter d'électronique supplémentaire. Elles peuvent être divisées en deux catégories : d'une part, les méthodes basées sur des modèles de la machine, et les observateurs associés, et d'autre part, les méthodes basées sur la saillance de la machine. Les méthodes basées sur un modèle présentent de faibles performances lorsque la machine tourne à une vitesse faible ou lorsqu'elle est à l'arrêt. Les méthodes reposant sur la saillance montrent leurs limites pour les machines non saillantes (machines dites « à pôles lisses »). Pour ces dernières, l'approche la plus courante, aujourd'hui, est de créer artificiellement une saillance en saturant les aimants de la machine. Ainsi, les études actuelles portent sur une plus grande connaissance de la machine, mais également sur la manière d'intégrer, dès la conception de la machine, la problématique de l'estimation de la position à l'arrêt par la saillance.

L'application de ces méthodes à l'EMA Aileron est cependant limitée. En effet, pour ce moteur, le système mécanique est directement inséré dans le rotor pour répondre aux contraintes de compacité (système breveté de SAGEM [72], Fig. 1). Ce choix implique de positionner les aimants en surface de la machine, ce qui minimise sa saillance. L'applicabilité des méthodes basées sur la saillance repose donc sur la saturation des aimants, procédé qui dégrade le rendement de la machine.

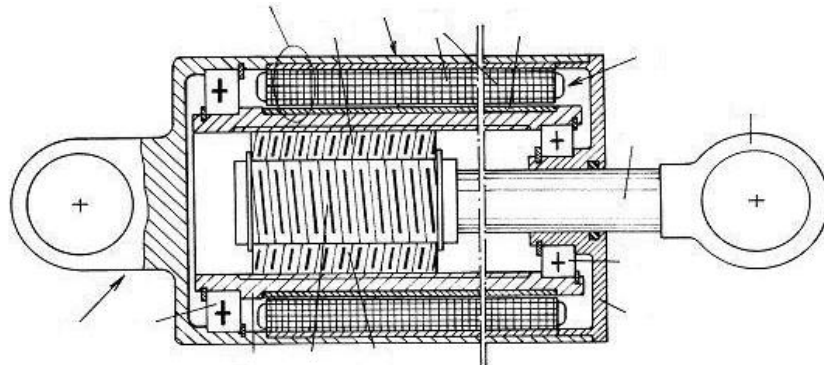


FIGURE 1: Moteur EMA

L'objectif de la thèse est donc de proposer une méthode d'estimation de la position (et de la vitesse) pour les machines à pôles lisses en général, et pour le cas de la machine de l'EMA Aileron en particulier. Cette méthode doit répondre à deux besoins. Le premier est de créer une redondance, dans le but de la surveillance de l'état de santé des capteurs physiques utilisés pour la commande, et éventuellement d'un fonctionnement en mode dégradé. Le second besoin est de s'affranchir du capteur mécanique pour l'asservissement de la position : c'est la commande sans capteur. En particulier pour l'EMA Aileron, l'application demande un contrôle de la position de la machine, contrairement aux applications

avioniques classiques (par exemple commandes de pompes), qui demandent un contrôle de la machine en vitesse. Par ailleurs, c'est ici la machine électrique qui fournit tout le couple, mais qui reçoit également les charges appliquées à l'aileron, dues notamment aux variations des écoulements d'air. La robustesse de la méthode proposée aux variations de couple est donc nécessaire. La précision recherchée doit être proche de celle d'un capteur « physique » classique, une précision indicative de 2 ° électriques d'erreur d'estimation de la position étant demandée pour garantir les performances de positionnement actuelles. L'erreur d'estimation de position n'est cependant pas le seul critère de choix, d'autres caractéristiques du capteur logiciel (temps de réponse, bande passante,...) sont également demandées, ce qui donnera lieu au développement d'un benchmark dédié aux capteurs logiciels.

Ainsi, la première partie de la thèse présente le contexte de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Les propriétés physiques de la machine seront tout d'abord rappelées, et en particulier la définition de la saillance de la machine, qui est cruciale aux méthodes actuelles d'estimation de la position de la machine à l'arrêt. Les repères de travail, ainsi que les équations de la machine dans ces différents repères, seront également étudiées, et la commande de la machine sera présentée, ce qui permettra de mettre en avant l'importance du capteur de position et la difficulté de la commande sans capteur mécanique. Enfin, l'état de l'art des méthodes existantes d'estimation de la position montrera la dualité entre les méthodes basées sur un modèle de la machine, et les méthodes basées sur sa saillance. En effet, les premières sont plutôt dédiées à l'estimation de la position de la machine à moyenne et haute vitesse de la machine et les secondes plutôt consacrées à l'estimation de la position de la machine à l'arrêt ou à basse vitesse.

Dans une deuxième partie, la dualité observée dans l'état de l'art sera expliquée par la perte d'observabilité des machines à pôles lisses à basse vitesse. L'observabilité de la machine est en effet garantie par un mouvement de la machine (vitesse ou accélération). Par contre à l'arrêt, l'observabilité disparaît. Pour pallier ce problème, nous avons provoqué des vibrations dans la machine, par l'injection d'un signal dans un repère particulier. Nous avons alors développé de nouveaux modèles comprenant ce signal injecté : ces modèles deviennent alors observables à l'arrêt. Pour prendre en compte les problématiques liées à la robustesse à la variation du couple de charge, un autre modèle étendu à l'estimation de ce couple est également développé. En présence d'injection, ces modèles augmentés se révèlent, par une nouvelle analyse, également observables à l'arrêt.

La troisième partie est consacrée à la proposition et au développement d'une nouvelle méthode d'estimation de la position des machines à pôles lisses. A partir des résultats d'observabilité constatés au chapitre précédent, une méthode basée sur l'utilisation d'un observateur prenant en compte le signal injecté est proposée. Ensuite, l'application de cette méthode avec un observateur de Kalman étendu est décrite. Parmi les observateur

non linéaires, le choix de l'observateur de Kalman étendu est justifié par le fait qu'il est déjà utilisé dans un contexte aéronautique (navigation), ce qui peut simplifier plus tard le travail de qualification. L'observateur est mis en oeuvre avec deux modèles extraits de l'analyse d'observabilité. Pour tester ces observateurs, un benchmark est développé, dédié aux capteurs logiciels, et réalisé par analyse comparative de ces derniers avec les capteurs physiques classiques. Des résultats de simulation et expérimentaux permettront de valider la méthode et montreront les performances de la méthode proposée.

Le dernier chapitre propose deux observateurs dédiés à la commande en vitesse sans capteur de la machine, venant compléter l'observateur de Kalman utilisé pour la commande en position. Le premier observateur proposé est linéaire à paramètre variant, utilisant un modèle classique de la MSAP. Le laboratoire AMPERE s'intéresse à l'estimation robuste pour les systèmes incertains [14]. En considérant la vitesse de rotation du moteur comme un paramètre incertain, nous avons synthétisé un observateur qui permet de garantir la convergence de l'observateur pour une plage de vitesse donnée, et satisfait en outre des critères de robustesse, ici de type H_2 . Le second observateur proposé est un observateur à modes de glissement d'ordre deux. Les résultats obtenus avec l'algorithme super-twisting dans la littérature sont souvent limités aux simulations et les paramètres d'observateurs sont réglés pour une dynamique fixe. Les performances obtenues ne sont pas garanties pour une grande plage de variations de vitesse. Ainsi, nous avons apporté une amélioration à l'observateur en adaptant un algorithme super-twisting adaptatif développé au laboratoire AMPERE [83]. Des résultats expérimentaux viennent valider le potentiel des deux méthodes.

Une synthèse comparative des résultats obtenus permettra de conclure le document et de mettre en lumière certaines perspectives de développement futur.

Chapitre 1

Problématique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP

Sommaire

1.1 Propriétés des machines synchrones à aimants permanents .	3
1.2 Equations de la machine synchrone à aimants permanents . .	5
1.2.1 Comportement électrique	6
Equations dans le repère triphasé	6
Equations dans le repère lié au stator	7
Equations dans le repère lié au rotor	8
1.2.2 Comportement mécanique	9
Equation mécanique	9
Hypothèse simplificatrices	10
1.3 Commande classique de la MSAP	10
Importance du capteur de position	12
1.4 Etat de l'art des méthodes d'estimation de la position des MSAP	13
1.4.1 Repères d'étude	13
1.4.2 Observateurs moyenne et haute vitesse	14
Estimateurs	14
Observateur linéaire	14
Observateurs de Kalman	15
Observateur à modes de glissement	16
Autres observateurs non-linéaires	17
1.4.3 Méthodes utilisant la saillance	17
Utilisation de tensions de test	18

Superposition de signaux sinusoïdaux	18
Limites	20
1.5 Conclusion	20

Ce chapitre présente la problématique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Dans un premier temps, le fonctionnement de la machine synchrone est présenté, et en particulier une propriété particulière qui est la variation de l'inductance avec la position des aimants (saillance). Cette description permettra la mise en équation de la machine, qui peut être exprimée dans différents repères correspondant à la réalité physique (repère triphasé a,b,c), à un repère équivalent lié au stator de la machine (repère diphasé $\alpha-\beta$) ou à un repère tournant avec le rotor (repère diphasé $d-q$). La description d'une commande classique de la MSAP mettra en avant l'importance du capteur de position, que l'on cherche à remplacer dans le cadre de la commande sans capteur. Enfin, un état de l'art des méthodes existantes pour l'estimation de position sera présenté, ainsi que les limites de ces méthodes, qui expliquent pourquoi ces méthodes ne sont pas applicables à l'application visée.

1.1 Propriétés des machines synchrones à aimants permanents

La machine étudiée est de type synchrone à aimants permanents, utilisée en raison de sa grande puissance massique qui en fait un atout dans les applications embarquées comme l'automobile et l'aéronautique. Elle est également de type « brushless » (sans balais collecteurs), pour des raisons de maintenance et pour éviter les arcs électriques. Son principe de fonctionnement repose sur la synchronicité entre les champs magnétiques produits par :

- un stator constitué d'enroulements triphasés (a, b, c), alimenté par des courants périodiques I_a, I_b et I_c dont les fondamentaux sont déphasés deux à deux de 120° ;
- un rotor constitué d'aimants créant un flux magnétique permanent (ϕ_f) à travers les spires des enroulements du stator.

Ce fonctionnement peut être résumé par la figure 1.1.

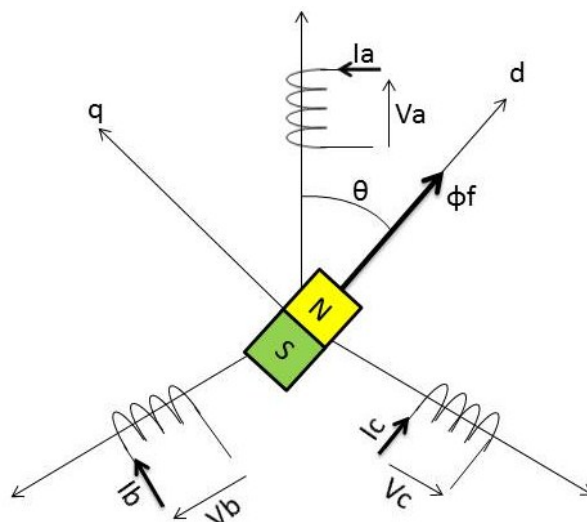


FIGURE 1.1: Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a, b, c)

Pour assurer cette synchronicité, la connaissance de la position θ du rotor de la machine est nécessaire. Elle définit en effet la position de la direction d des aimants permanents, ainsi que la direction q en quadrature avec la direction d . On distingue en outre deux types de structures d'aimants pour les moteurs synchrones à aimants permanents : d'une part les structures à aimants surfaciques ou superficiels, et d'autre part les structures à aimants enterrés (Fig. 1.2).

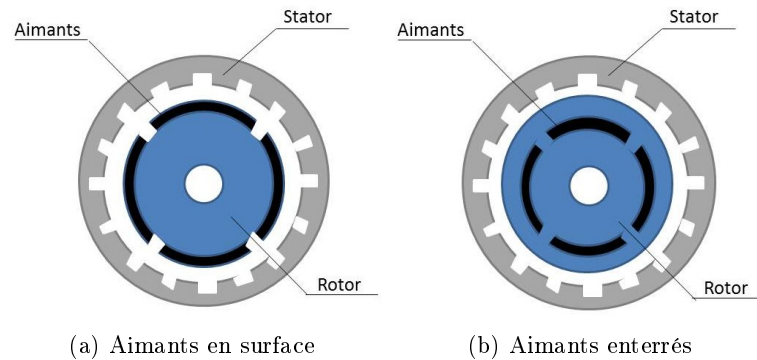


FIGURE 1.2: Deux types de structures de MSAP

La structure de la machine a un effet sur l'inductance de la machine :

- dans le cas des machines à aimants en surface, l'inductance peut être considérée comme constante pour toutes les positions du rotor par rapport au stator. En effet, les aimants permanents ont ici une très faible perméabilité, et peuvent donc être considérés comme de l'air pour le calcul de l'inductance (Fig. 1.3). La machine est alors dite à pôles lisses, et de manière générale, toutes les machines dont la variation d'inductance est trop faible pour être mesurée ou exploitée sont appelées machines à pôles lisses.

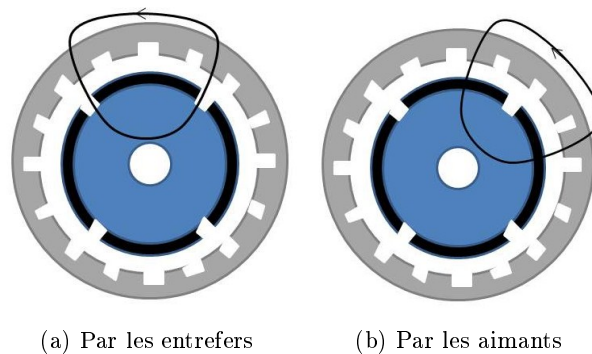


FIGURE 1.3: Passage du flux dans les machines à aimants en surface

- dans le cas des machines à aimants enterrés, on aura, par contre, une différence de perméabilité entre le fer et l'aimant, ce qui provoque une variation de l'inductance avec la position (Fig. 1.4). Ce phénomène est appelé saillance magnétique, et de manière générale, on appellera machines saillantes (ou à pôles saillants) les machines dont l'inductance varie avec la position.

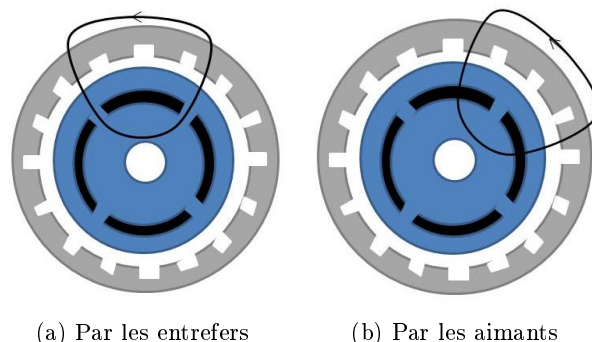


FIGURE 1.4: Passage du flux dans les machines à aimants enterrés

Cette saillance a notamment une influence sur le couple électromagnétique généré, qui dépendra fortement de l'inductance ([88], chapitres 1 et 3). On notera \bar{L} la moyenne et ΔL l'amplitude de variation de l'inductance sur un tour électrique.

1.2 Equations de la machine synchrone à aimants permanents

Le courant à appliquer dans les bobines dépend, selon la partie précédente, de la position des aimants, qui est aussi celle du rotor de la machine. Pour simplifier la commande, deux repères équivalents au repère (a,b,c) sont introduits :

- un repère diphasé fixe $\alpha\text{-}\beta$, lié au stator ;
- un repère diphasé tournant $d\text{-}q$, lié au rotor (avec d la direction de l'aimant).

Le passage des variables électriques d'un repère à un autre est réalisé par l'intermédiaire de transformations : les transformations de Park et de Clarkes/Concordia (décrites en annexe A). La transformation de Park et sa réciproque dépendent notamment de la position θ de la machine dans le cas du passage au repère $d\text{-}q$ (Fig. 1.5).

Dans cette section, les équations de la machine sont présentées, d'abord dans le repère triphasé (a,b,c) , qui correspond à la réalité physique, puis dans les repères diphasés équivalents. Elles mettent en évidence un double comportement : un comportement électrique et un comportement mécanique.

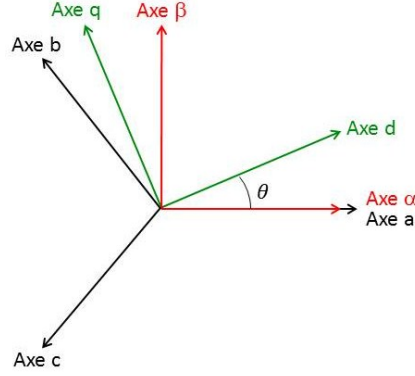


FIGURE 1.5: Repères triphasé (a,b,c) , diphasé $(\alpha-\beta)$ et diphasé $(d-q)$

1.2.1 Comportement électrique

Les équations suivantes (extraites de [88]) sont celles qui seront utilisées dans la suite du document. Elles sont d'abord données pour un cas de variation d'inductance non nulle, puis dans le cas qui nous intéresse plus précisément, en considérant la variation d'inductance ΔL nulle.

Equations dans le repère triphasé

Les relations entre tensions, courants et flux dans les enroulements a , b et c sont données par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_3 \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

En particulier, le flux est donné par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = L_3 \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

où θ est la position électrique de la machine.

Les matrices de résistance et d'inductance étant égales à :

$$R_3 = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad L_3 = \begin{bmatrix} L(2\theta) & M(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & M(2\theta) \\ M(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M(2\theta) & L(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

avec :

$$\begin{aligned} L(\theta) &= \bar{L} + \Delta L \cdot \cos(\theta) \\ M(\theta) &= -\frac{1}{2}\bar{L} + \Delta L \cdot \cos(\theta) \end{aligned}$$

Equations dans le repère lié au stator

Ces équations sont calculées par le passage du repère triphasé au repère diphasé fixe lié au stator (transformation de Concordia). Dans ce repère, les variables électriques (tensions, courants et flux permanents) varient toujours de façon sinusoïdales avec la position, mais sont déphasées de 90° . Ainsi, les équations générales sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R_2 \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + L_2 \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_\alpha \\ \dot{I}_\beta \end{bmatrix} - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

R_2 et L_2 sont les matrices de résistance et d'inductance équivalentes. Dans le cas général des machines saillantes, ces matrices dépendent non seulement de la position, mais aussi de la vitesse électrique du rotor ω_e ([71],[51]) et sont données par :

$$L_2 = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \bar{L} + \Delta L \cdot \cos(2\theta) & \Delta L \cdot \sin(2\theta) \\ \Delta L \cdot \sin(2\theta) & \bar{L} - \Delta L \cdot \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$R_2 = \begin{bmatrix} R_s - 3\omega_e \cdot \Delta L \cdot \sin(2\theta) & 3\omega_e \cdot \Delta L \cdot \cos(2\theta) \\ 3\omega_e \cdot \Delta L \cdot \cos(2\theta) & R_s + 3\omega_e \cdot \Delta L \cdot \sin(2\theta) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Dans le cas des machines à pôles lisses (pour lesquelles $\Delta L = 0$), le lien entre tensions, courants et flux peut être exprimé plus simplement en fonction d'une inductance moyenne $L_s = 3/2\bar{L}$:

$$\begin{cases} V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + \dot{\phi}_\alpha \\ V_\beta = R_s \cdot I_\beta + \dot{\phi}_\beta \end{cases} \quad (1.6)$$

Les flux dans le repère $\alpha - \beta$ étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_\alpha = L_s \cdot I_\alpha + \phi_f \cdot \cos(\theta) \\ \phi_\beta = L_s \cdot I_\beta + \phi_f \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (1.7)$$

Ces équations sont dans ce cas analogues aux équations 1.1 et 1.2 obtenues dans le repère triphasé.

En combinant les équations (1.6) et (1.7), on peut éliminer les flux des équations et travailler uniquement avec les tensions, courants, position et vitesse :

$$\begin{cases} V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \\ V_\beta = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (1.8)$$

Par analogie avec les machines à courant continu, on peut également exprimer les équations en fonction des FEM :

$$\begin{cases} V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha + e_\alpha \\ V_\beta = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + e_\beta \end{cases} \quad (1.9)$$

On obtient alors, en identifiant (1.8) et (1.9), les expressions des FEM dans le repère $\alpha - \beta$:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \\ e_\beta = \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (1.10)$$

Equations dans le repère lié au rotor

Dans ce repère, les variables électriques ne dépendent plus de la position et sont par conséquent plus simples à commander. En particulier les inductances L_d et L_q sur les axes respectifs d et q correspondent aux minimum et maximum de la variation d'inductance dans le repère α - β et sont alors donnés par résolution de :

$$\bar{L} = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (1.11)$$

$$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (1.12)$$

Les équations mettent en avant le couplage entre les axes d et q par les inductances L_d et L_q :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \dot{\phi}_d - \omega_e \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \dot{\phi}_q + \omega_e \cdot \phi_d \end{cases} \quad (1.13)$$

Les flux dans le repère d - q étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (1.14)$$

En combinant les équations (1.13) et (1.14), les équations en courant sont obtenues :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \cdot \dot{I}_d - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \dot{I}_q + \omega_e \cdot L_d \cdot I_d + \omega_e \cdot \phi_f \end{cases} \quad (1.15)$$

De même que dans le repère $\alpha - \beta$, on peut identifier des FEM dans le repère d - q . Elles n'ont plus seulement pour origine le flux permanent, mais également le couplage par les inductances :

$$\begin{cases} e_d = -\omega_e \cdot L_q \cdot I_q \\ e_q = \omega_e \cdot L_d \cdot I_d + \omega_e \cdot \phi_f \end{cases} \quad (1.16)$$

Ces FEM sont en particulier utilisées pour le découplage des axes d et q dans la commande. En compensant les FEM, on obtient un système de deux équations du première ordre non-couplées, dont les variables ne dépendent plus de la vitesse, ce qui est plus simple à commander.

1.2.2 Comportement mécanique

Au comportement électrique de la machine décrit dans la section précédente peut être ajouté le comportement mécanique associé au mouvement du rotor. Ce dernier est soumis au couple électromagnétique crée par le synchronisme entre les champs magnétiques au stator et au rotor d'une part, et à un ensemble de couple résistants d'autre part. En particulier on peut citer comme couples résistants [37] :

- le couple de détente, résultant de l'interaction entre les aimants et la structure du stator, et dépendant de la position ;
- le couple de frottements visqueux, avec f_v le coefficient de frottements visqueux ;
- le couple de frottements secs ;
- le couple des charges appliquées par l'extérieur, inconnu et variable.

Equation mécanique

En appliquant le principe fondamental de la dynamique au rotor, on obtient l'équation suivante :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - f_v \cdot \omega - C_{ch} \quad (1.17)$$

avec C_{ch} l'ensemble des charges internes ou externes.

Le couple électromagnétique est donné par les formules :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) \quad (1.18)$$

ou

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\phi_f \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q) \quad (1.19)$$

avec p le nombre de paire de pôles du moteur.

En particulier, dans le repère d-q et pour les machines à pôles lisses, le couple électromagnétique est uniquement dépendant du courant I_q :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot I_q \quad (1.20)$$

Ainsi, dans le cas des machines à pôles lisses, le couple est proportionnel au courant I_q . Généralement, on cherche donc à commander ce courant I_q pour commander le couple, et à commander le courant I_d à zéro pour minimiser les pertes par effet Joule et éliminer le couple dû à la saillance.

Hypothèse simplificatrices

Généralement les constantes de temps électriques et mécaniques sont très différentes. On peut alors faire les hypothèses suivantes :

Hypothèse 1.1 (Hypothèse de séparation des modes)

La dynamique électrique d'un MSAP est souvent beaucoup plus rapide que sa dynamique mécanique. De ce fait on peut étudier séparément le système électrique et mécaniques [53]. Pour l'étude du système électrique, la vitesse du moteur peut être considérée comme un paramètre variant. Par ailleurs, pour le système mécanique, on considère que les grandeurs électriques ont atteint leur régime établi.

Hypothèse 1.2 (Hypothèse de variation lente de vitesse)

Dans un certain nombre d'applications, il est possible de prendre en considération les dynamiques électriques et mécaniques en même temps, mais en supposant que la vitesse varie lentement. Dans ce cas, l'équation dynamique de la vitesse s'écrit :

$$\frac{d\omega}{dt} = 0 \quad (1.21)$$

L'avantage est ici de ne pas prendre en compte les paramètres mécaniques, souvent mal connus, de même que les couples internes et externes appliqués.

1.3 Commande classique de la MSAP

Les deux modes de pilotage de la MSAP considérés dans cette thèse ont deux objectifs non nécessairement exclusifs :

- faire tourner la machine à une vitesse donnée (cas des ventilateurs et pompes, utilisés par exemple pour les actionneurs hydro-électrostatiques) ;
- maintenir la machine dans une position donnée (cas des robots ou des actionneurs électromécaniques).

Comme précisé dans la section précédente, le courant en quadrature est la principale source de couple électromagnétique pour les machines synchrones de manière générale, et la seule pour les machines à pôles lisses en particulier. La commande du couple est donc équivalente à celle du courant I_q , tandis que le courant I_d est minimisé dans le but de limiter les pertes Joules (dans le cadre d'une machine à variations d'inductance nulles). En pratique, la commande à flux orientée est donc réalisée par trois ou quatre correcteurs, selon qu'on cherche à commander la vitesse ou la position. Les boucles de commande sont imbriquées, comme présenté sur la figure 1.6. Deux correcteurs Kd et Kq permettent de contrôler respectivement les courants I_d et I_q en fournissant les tensions V_d et V_q à

appliquer à la machine. Un correcteur Kw permet de contrôler la vitesse de rotation du rotor ω_e en fournissant une consigne de courant I_q (équivalente à une consigne de couple, en particulier pour les machines à pôles lisses). Enfin, un correcteur Kp permet, si nécessaire, le contrôle de la position θ du rotor en fournissant une consigne de vitesse. Des commandes plus avancées des actionneurs synchrones sont présentées dans [64].

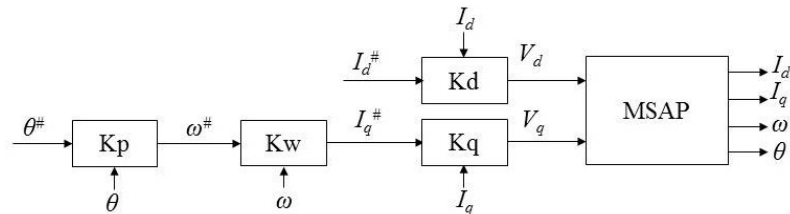


FIGURE 1.6: Correcteurs associés à la commande de la MSAP

L'application des consignes de tension à la machine passe par l'intermédiaire d'un onduleur triphasé. Un algorithme de modulation de largeur d'impulsion permet de calculer les rapports cycliques à appliquer à l'onduleur. Cependant ces rapports cycliques doivent être calculés pour les enroulements, donc dans un repère fixe par rapport au stator (le repère triphasé $a-b-c$ ou un repère équivalent). La commande étant calculée dans le repère $d-q$, un passage par une transformation de Park (annexe A) est nécessaire. De même, les mesures de courant nécessaires à la commande sont effectuées physiquement sur des courants de phase de la machine, et doivent donc être converties dans le repère $d-q$. En synthèse, le schéma global de la commande est donné par la figure 1.7.

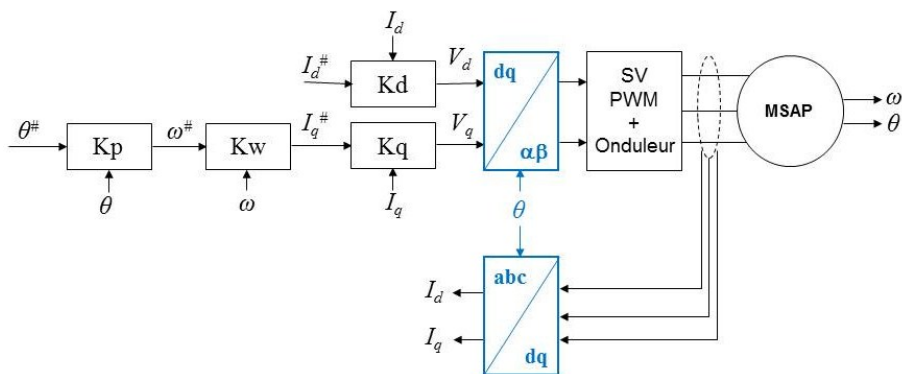


FIGURE 1.7: Schéma de la commande de la MSAP

Importance du capteur de position

La structure de commande décrite précédemment dépend fortement de la bonne connaissance de la position du rotor. Tout d'abord, elle intervient dans la boucle de position. Dans ce cas, un biais de l'estimation de la position provoque une erreur statique de position, qu'il est impossible de corriger. Ensuite, le passage des grandeurs de la commande à la machine et le passage des mesures de la machine à l'algorithme de commande nécessitent un changement de repère (transformation de Park) dépendant de la position. Ainsi, une mauvaise connaissance de la position peut entraîner des inversions de sens de rotation (pour une erreur de 180° électriques sur la position) ou une perte de la commande du couple (pour une erreur de 90° sur la position). En outre, toute erreur sur la position implique des pertes énergétiques : pour un même courant I_q appliqué, un courant I_d non nul existera qui aura pour conséquence une dissipation par effet Joule. La commande sans capteur mécanique, qui cherche à supprimer ce capteur de position par un capteur logiciel, a donc un impact non négligeable sur la précision et le rendement.

Dans le cas des actionneurs électromécaniques, et en particulier dans celui de l'EMA Aileron, les fonctions de commande de la machine et de commande de l'actionneur peuvent être séparées (Fig. 1.8). Le capteur utilisé pour la boucle de position peut alors être différent de celui du pilotage du moteur. La commande sans capteur s'applique à la partie pilotage moteur, l'impact de la commande sans capteur sera équivalente à l'impact lié à la transformation de Park uniquement.

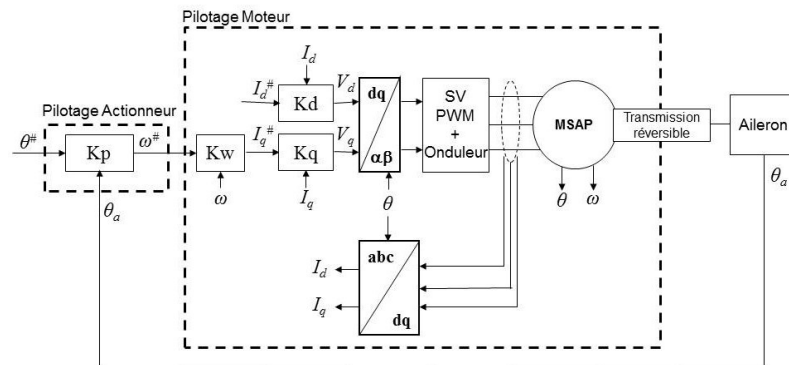


FIGURE 1.8: Commande de l'EMA

Dans la suite de l'étude, c'est le cas général de remplacement de tous les capteurs de position qui est étudié.

1.4 Etat de l'art des méthodes d'estimation de la position des MSAP

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position et vitesse par une méthode d'estimation à partir des courants. Les capteurs « physiques » ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité. Le remplacement de ces capteur par des capteurs dit « logiciels » peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût (cas de certaines applications grand public : ventilateurs, machines à laver, ...), ou à celui de fiabilité (cas de l'aéronautique). Ainsi, la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents est un problème industriel posé depuis les années 90. De nombreuses méthodes ont été proposées pour y répondre parmi lesquelles les plus importantes sont les méthodes basées sur des modèles et les méthodes reposant sur la saillance de la machine. Nous avons testé en simulation et expérimentalement les méthodes couramment utilisées, et les conclusions présentées dans la suite de cette section ont été déduites des résultats de ces tests.

1.4.1 Repères d'étude

Si le repère d - q se prête bien à la commande des machines synchrones à aimants permanents (commande à flux orienté par exemple), il ne se prête pas forcément à l'estimation de la vitesse et de la position. En effet, les capteurs disponibles sur la machine sont les capteurs de courant (et éventuellement de tensions) triphasés. A partir de ces mesures dans le repère triphasé, on peut calculer les valeurs équivalentes dans les repères diphasés α - β et d - q . Comme le repère d - q tourne par rapport au repère α - β , la connaissance de la position est nécessaire. Donc les valeurs de courant I_d et I_q ne peuvent être connues avec précision que si la position est également connue, ce qui n'est pas compatible avec l'objectif d'estimation de la position.

On introduit en particulier le repère γ - δ , calculé à partir du repère α - β par une transformation de Park d'angle estimé $\hat{\theta}$. Il est lié au repère d - q par une rotation d'angle $d\theta = \hat{\theta} - \theta$. L'axe γ s'identifie alors à l'axe d lorsque l'erreur d'estimation est nulle (Fig. 1.9).

La majorité des méthodes d'estimation basées sur un modèle utilisent donc les équations dans le repère α - β . A contrario, les méthodes reposant sur la saillance, de même que certaines méthodes basées sur un modèle (Observateur de Matsui [66]), utilisent des mesures dans le repère γ - δ .

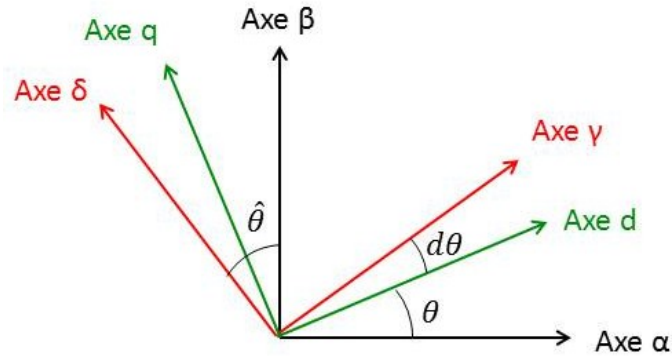


FIGURE 1.9: Repères diphasé (α - β), diphasé (d - q) et diphasé estimé (γ - δ)

1.4.2 Observateurs moyenne et haute vitesse

Estimateurs

Les premiers travaux sur la commande sans capteur [94] n'avaient, à leur disposition, que peu de puissance de calcul qui pouvait être dédiée à l'observation. Ils utilisent donc des estimateurs, qui sont en général plus simples à mettre en oeuvre. Le principal désavantage de ces estimateurs est leur performance. Les erreurs sur les paramètres (résistance, inductance, flux permanent), les phénomènes non modélisés (saturation, ondulateur), le bruit de mesure, et les perturbations ont un impact important sur l'estimation, qui peut être encore amplifié par des problèmes d'intégrateur. La mesure de la dérivée du courant peut également poser un problème. Pour toutes ces raisons on leur préfère en général les observateurs.

Observateur linéaire

Les premiers observateurs à citer sont les observateurs linéaires basés sur la théorie de l'observation de Luenberger [65]. Comme leur nom l'indique, ces observateurs s'appliquent aux systèmes d'état linéaires. Selon la théorie développée par Luenberger, il est possible de construire un observateur de ces systèmes, dont l'erreur d'estimation converge asymptotiquement vers zéro par simple placement des pôles de l'observateur.

Dans le cadre de la MSAP, certains modèles sont de type LPV (Linéaires à Paramètres Variants ou en anglais « Linear Paramter-Varying »), et la théorie de Luenberger peut leur être facilement adaptée. Dans [33], le modèle est réduit aux deux seuls courants dans le repère d - q , mais est complété par un mécanisme d'adaptation permettant l'estimation en temps réel de la vitesse et de la résistance statorique. Dans [13], la vitesse est aussi calculée par un mécanisme d'adaptation, mais le modèle s'appuie cette fois sur les flux

et les flux permanents. Enfin, dans [52], le modèle est étendu des courants aux FEM, et des gains adaptatifs sont proposés qui prennent en compte les variations de la vitesse du moteur.

Ces observateurs linéaires sont simples à réaliser et ont de bonnes performances par rapport aux estimateurs, en particulier vis à vis des incertitudes sur les paramètres. La synthèse de l'observateur demande par contre de prendre en compte la vitesse du moteur dans le calcul du gain. Enfin, les modèles complets de la machines, qui prennent en compte à la fois son comportement électrique et mécanique, sont non linéaires (dépendance sinusoïdale de la fonction d'état à la position) et ne peuvent pas être adaptés à cette méthode.

Observateurs de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur permettant d'optimiser l'estimation dans un contexte stochastique défini, basé sur la théorie de Kalman [47]. Son objectif est de rejeter les bruits de mesure et d'estimer les états en réponse à toutes les sollicitations (avec certaines hypothèses sur les bruits). Pour cela l'observateur se base sur les propriétés statistiques de ces bruits. La connaissance de ces propriétés permet d'obtenir un observateur performant, voire optimal (au sens de la minimisation de la variance de l'erreur d'observation) si les bruits sont blancs, gaussiens et centrés. L'observation est réalisée en deux étapes : prédiction de la valeur de l'état par le modèle, puis correction de la valeur de l'état par les mesures. Cette méthodologie reste vraie tant que le système est linéaire. Pour les systèmes non-linéaires, des extensions existent avec de bonnes performances, mais ces extensions ne conservent pas l'optimalité. Les deux plus importantes sont le filtre de Kalman étendu (*Extended Kalman Filter* ou EKF) qui se base sur la linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement, et le filtre de Kalman non parfumé (*Unscented Kalman Filter* ou UKF) qui utilise des transformations non linéaires, dites transformations non parfumées.

Si l'avantage du filtre de Kalman est de prendre en compte les bruits et donc d'augmenter la robustesse de l'observateur à ces bruits, le temps de calcul nécessaire à un filtre de Kalman est largement plus élevé que pour un observateur linéaire. De plus, la connaissance des bruits est prérequis, bien que la majeure partie du temps, les paramètres liés aux bruits soient plutôt utilisés comme des paramètres de réglage pour la dynamique de l'observateur. Dans les deux cas, le bon choix de ces paramètres est difficile.

Le filtre de Kalman a été beaucoup étudié pour son application à la MSAP. Dans [11] et [20], les auteurs proposent un filtre de Kalman étendu utilisant les équations dans le repère α - β , mais en considérant une variation lente de la vitesse. Les problématiques de temps de calcul et de démarrage de l'algorithme sont également étudiée et ce dernier

problème est résolu en comparant le signe de la vitesse estimée avec les variations de la position. Les mêmes auteurs ont proposés dans [19] des paramètres génériques pour le filtre de Kalman étendu, en comparant les résultats obtenus par une expérimentation intensive, et à l'aide d'une normalisation facilement mise en oeuvre. Dans [37], la problématique de la prise en compte du couple est résolue par l'adjonction d'un observateur linéaire du couple de charge à partir des données du filtre de Kalman. Cette solution est comparée dans [97] à une solution d'extension du filtre de Kalman à l'estimation du couple de charge. Une méthode d'estimation initiale de la position basée sur la saillance est également présentée pour compléter le filtre de Kalman. Dans [22], le même modèle dans le repère α - β est utilisé pour comparer les filtres de Kalman étendu et non parfumé, avec pour conclusion que le filtre non parfumé est plus efficace pour des erreurs de modélisation plus importantes, au prix d'un temps de calcul accru. Enfin, dans [23], un filtre de Kalman non parfumé basé sur les équations dans le repère d - q a été développé, qui montre des performances moins bonnes par rapport au filtre étendu dans le cas de variations de charges, mais le même problème a pu être corrigé dans [44] par l'extension du modèle au couple de charge.

En résumé, le filtre de Kalman montre de bonnes performances d'estimation, mais aussi de robustesse aux bruits et variations de paramètres. Il a aussi de bonnes performances de robustesse aux variations de charges, en particulier lorsqu'il est étendu au couple. Le problème du paramétrage du filtre a également été résolu dans le cadre de la MSAP par la proposition de valeurs génériques à une normalisation près. Par contre, le temps de calcul de ce filtre est plus élevé que les autres observateurs.

Observateur à modes de glissement

La notion de surface et de mode de glissement a été depuis longtemps appliquée à la commande des entraînements électriques [90], et à l'observation de manière générale [29][86]. Le principe est de contraindre, par des fonctions discontinues, un système à converger en temps fini vers une « surface de glissement ». Une fois sur cette surface apparaît un mode de glissement pendant lequel l'erreur d'estimation des états à observer s'annule (mode de glissement).

L'adaptation des observateurs à modes de glissement aux MSAP a déjà été testée de nombreuses fois, pour tous les modèles. Dans [24], un modèle de la partie électrique est étendu aux composantes du flux permanents, et la vitesse est donnée par une loi d'adaptation permettant de garantir la robustesse de l'observateur à ce paramètre. Dans [69] et [50], le phénomène de réticence (*chattering* en anglais), qui est un bruit d'estimation important dû aux fonctions discontinues, est mis en avant et une solution pour sa diminution est proposée, par l'utilisation de fonctions sigmoïdes. Dans [42], l'estimation

des flux et courants est utilisée pour l'estimation des FEM et donc de la vitesse. Dans [95], un observateur à modes de glissement d'ordre supérieur est proposé, basé sur l'algorithme du *supertwisting*. Seuls des résultats de simulation sont donnés, et les grandeurs observées ne sont pas utilisées pour la commande. Enfin, dans [35], un observateur réduit aux courants est proposé, dont le modèle est corrigé à basse vitesse par une estimation basée sur la saillance.

De manière générale, les observateurs à modes de glissement ont de bonnes performances pour un temps de calcul acceptable. Ces performances se limitent cependant expérimentalement à une plage de vitesse donnée, une vitesse limite apparaissant souvent en deçà de laquelle l'estimation de la position est beaucoup moins bonne.

Autres observateurs non-linéaires

Les observateurs cités précédemment sont les plus courants, mais beaucoup d'autres ont été développés pour la MSAP. Dans [66], l'observateur proposé compare une estimation de la fem avec les équations électriques dans le repère estimé, pour pouvoir travailler directement sur l'erreur d'estimation. Dans [87], un observateur grand gain est synthétisé, basé sur la partie mécanique de la MSAP. Enfin, des observateurs non linéaires basés sur les équations des flux ont été proposés dans [74] et [56].

Des comparatifs entre les différentes méthodes peuvent être trouvés dans les références suivantes : [32] [16] [17].

Remarque 1.1 *Si ces méthodes ont leurs avantages et inconvénients, elles ont toutes comme point commun d'être inefficaces à basse vitesse. Ce problème s'explique par une perte de l'observabilité des modèles de la machine lorsque la vitesse est nulle. Pour la plupart des applications moyenne et haute vitesse¹, cette difficulté n'est cependant pas insurmontable. Les problèmes de fonctionnement à basse vitesse se résument au problème de démarrage sans à-coups de la machine, qui peut se résoudre par un démarrage en boucle ouverte (application d'une séquence de tensions triphasées permettant la mise en route du moteur), ou par l'utilisation de méthode basées sur la saillance de la machine.*

1.4.3 Méthodes utilisant la saillance

Toutes les méthodes précédentes présentent des problèmes d'estimation de la position lorsque la vitesse devient nulle. Ces problèmes sont liés à une perte d'observabilité (comme il le sera montré dans la section 2.1), qui se traduit par la disparition de la FEM à très basse vitesse (et en particulier à l'arrêt). Le fonctionnement de toutes les méthodes

1. on peut citer par exemple les applications pour ventilateurs, pompes [89], [73], machines à laver [12], ou encore pour la propulsion sous-marine [13]

présentées précédemment n'est alors plus garanti. Pour contourner ce problème, une solution a connu de nombreux développements : l'utilisation de la saillance de la machine. Cette saillance peut avoir principalement deux sources :

- la saillance structurelle, inhérente à la machine, et qui existe en particulier dans les machines à aimants enterrés ;
- la saillance de saturation, qui doit être créée par l'utilisateur dans les cas où la saillance structurelle n'est pas suffisante (cas des machines à aimants en surface).

Deux méthodes ont été développées pour l'utilisation de cette saillance : l'utilisation de tensions de test en remplacement des tensions de commande, et l'utilisation de signaux sinusoïdaux (tensions ou courants) superposés aux signaux de commande. Il est important de noter que la superposition est effectuée en amont de l'onduleur et via le contrôleur de la machine : aucune électronique spécifique n'est nécessaire pour l'application de ces méthodes.

Utilisation de tensions de test

La méthode a été développée dans de nombreux articles, centrés en majeure partie autour de la méthode connue sous le nom de INFORM (pour Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurements) [77] [80] [81] [79] [93].

Le principe de la méthode est de mesurer la saillance, c'est à dire la variation d'inductance en fonction de la position. L'inductance est extraite par l'application des vecteurs de tensions de base de la méthode de modulation, en remplacement de la commande, à certains instants donnés. Les différences d'amplitude des réponses permettent de déterminer les variations dues à l'inductance, en négligeant certains effets résistifs ou les variations de vitesse de la machine. On obtient alors la position à 180° près. En considérant en outre l'existence de saillances magnétiques, on peut même donner la position électrique exacte [18].

Une des principales applications de cette méthode est l'estimation de la valeur initiale de la position [41] [67].

Superposition de signaux sinusoïdaux

La principale méthode de détection de la position à basse vitesse et à l'arrêt reste la superposition de signaux sinusoïdaux aux signaux de commande. Le principe général de cette méthode est toujours le même et peut être décrit par les étapes suivantes :

1. Superposer au signal de commande un signal sinusoïdal à une fréquence donnée.
2. Mesurer le courant résultant de cette injection. Il contient l'information de position ou d'erreur d'estimation de position, conditionné par l'existence d'une saillance dans la machine.

3. Démoduler le signal à la fréquence d'injection pour séparer l'information de position des courants dus au fonctionnement de la machine.
4. Reconstruire la position grâce aux signaux obtenus.

Le schéma de principe de ce type de méthode est présenté sur la figure 1.10.

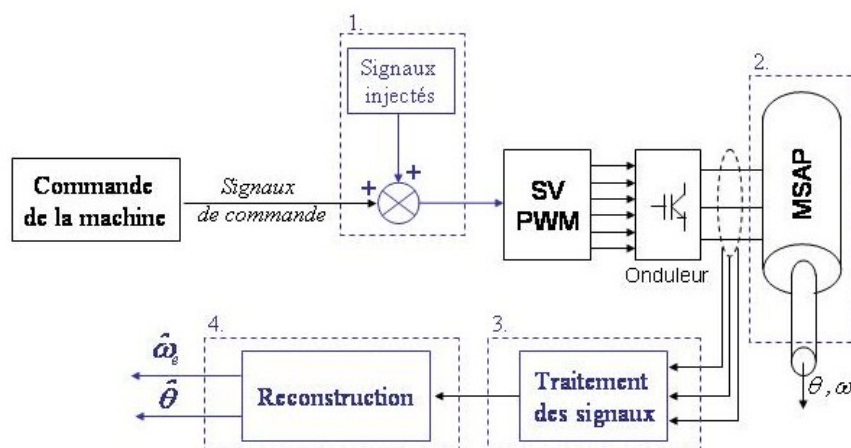


FIGURE 1.10: Schéma de principe des méthodes classiques

Les déclinaisons de cette méthode sont nombreuses. Par exemple dans [45] et [85], une injection dans le repère α - β est combinée à une démodulation hétérodyne. Cette méthode est également étudiée dans [10] dans le cas des onduleurs matriciels, qui permettent d'obtenir de meilleurs résultats. Les retards introduits par la démodulation peuvent être compensés en ligne en fonction de la vitesse de rotation du moteur [63]. La démodulation hétérodyne peut également être remplacée, par exemple par un filtrage de Kalman [57]. Dans [39], l'injection dans le repère γ - δ est proposée, et repose également sur une démodulation hétérodyne, avec en plus une phase d'estimation de la position résolue par différentes boucles à verrouillage de phase [82] [34], dont des formules générales sont proposées dans [40] et [30]. Cette PLL peut être remplacée par des méthodes d'estimation de changement de phase [68], des détections du passage par zéro du courant total [25], ou un filtre de Kalman étendu [70] [97]. Les imperfections de l'onduleur nécessitent également d'être compensées pour cette méthode [39]. Enfin, l'injection peut être limitée au seul axe γ , ce qui a pour avantage de diminuer le couple généré par l'injection lorsque la position est bien estimée. Elle a également pour avantage de diminuer le nombre de filtres utilisés pour l'estimation [62]. Dans [91], l'utilisation et l'optimisation de cette méthode dans le cas de l'inversion de vitesse est étudiée. Dans [9], cette injection est combinée à une transformée de Fourier servant de filtre. Enfin, dans [26], une méthode de compensation d'inductances mutuelles est proposée.

D'autres paramètres ont également une importance et ont été discutés :

- le type de signaux (Fig. 1.10, bloc 1) a été discuté dans [71], [76] et [82], et la principale conclusion est que l'injection d'une tension est plus efficace qu'une injection de courant ;
- les méthodes sont majoritairement basées sur la saillance structurelle du moteur (Fig. 1.10, bloc 2), mais il est également possible d'utiliser la saillance magnétique [28] [43].

Des comparaisons entre les différentes méthodes ont déjà été publiées [18] [31] [92], auquel le lecteur pourra se référer pour plus d'informations.

Limites

Toutes ces méthodes nécessitent l'injection de signaux qui viennent perturber à des degrés divers le fonctionnement normal de la machine. Dans tous les cas, des ondulations de couple dues à l'injection sont à prévoir, même si elles sont plus limitées dans le cas de l'injection sur l'axe γ à partir du moment où la position est bien estimée. En outre le courant dissipé par effet Joule est proportionnel au carré de l'amplitude de l'injection, qui dépend principalement du bruit sur la mesure.

Mais la principale limite reste le besoin d'utiliser, et souvent de bien connaître, la saillance de la machine. En effet, si la saillance est trop faible, comme c'est le cas pour l'EMA, il devient difficile de mesurer correctement la position. Les machines ne possédant pas de saillance naturelle doivent alors être saturées en consommant une quantité d'énergie qui peut être très et trop importante (avec pour conséquence une surchauffe ou une usure accélérée, par exemple).

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la problématique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP a été exposée. Les équations de la machine imposent, en effet, à sa commande de dépendre fortement du capteur de position que l'on souhaite supprimer. Pour cela, la littérature sur le sujet exploite déjà de nombreuses méthodes. Une grande partie de ces méthodes ont été testées en simulation et appliquées sur banc d'essai dans le cadre de la thèse, ce qui a permis de confirmer leurs limites. En particulier, la limite en basse vitesse des méthodes basées sur un modèle a été observée. En ce qui concerne les méthodes reposant sur la saillance de la machine, cette saillance existe principalement pour les machines ayant une structure à aimants enterrés, ce qui n'est pas le cas de la machine de l'EMA étudiée ici. La suite de l'étude portera donc sur la recherche d'une méthode d'estimation de la position à basse vitesse qui ne s'appuie pas sur la saillance de la machine. Pour

cela, dans le chapitre suivant, une étude d'observabilité de modèles de la machine est menée, qui insiste sur l'observabilité à basse vitesse. Ses conclusions montreront que les problèmes de performances des méthodes basées sur un modèle sont liées à une perte d'observabilité, et permettront, par la suite, de développer un modèle observable à basse vitesse.

Chapitre 2

Mise en évidence de l'observabilité de la MSAP à pôles lisses à basse vitesse

Sommaire

2.1	Modèles d'état classiques de la MSAP et leur observabilité	24
2.1.1	Modèle électrique étendu aux FEM	24
2.1.2	Modèle électrique étendu au flux permanent	26
2.1.3	Modèle électrique et électromécanique	28
	Observabilité des machines à pôles saillants	29
	Observabilité des machines à pôles lisses	30
2.1.4	Analyse des résultats	33
2.2	Développement d'un modèle prenant en compte les vibrations causées par l'injection de signaux	33
2.2.1	Caractéristiques du signal d'injection	34
2.2.2	Equations de fonctionnement du système {Modèle+Injection}	34
	Cas de l'injection sur l'axe γ uniquement	34
2.2.3	Analyse de l'observabilité du système {Machine + Injection}	35
	Alternative pour des entrées en \hat{V}_d et \hat{V}_q	39
	Extension du modèle au couple	41
2.2.4	Interprétation des résultats	44
2.2.5	Tentative d'extension aux modèles électriques	44
2.3	Conclusion	47

L'état de l'art présenté dans le chapitre 1.4 a mis en évidence deux types de méthodes actuelles pour l'estimation de la position de la MSAP : les méthodes basées sur un modèle de la machine, et les méthodes basées sur la saillance de la machine, lorsque la FEM disparaît à vitesse nulle. Il est possible d'interpréter ce phénomène physique par une analyse d'observabilité, ce qui est fait à partir des équations de la MSAP présentées dans le chapitre précédent. La différence observée peut alors être expliquée par un problème de perte d'observabilité de la position de la MSAP à pôles lisses lorsque la vitesse devient nulle. De plus, l'analyse met aussi en évidence une différence entre des modèles linéaires qui ne prennent en compte que la partie électrique de la machine, et les modèles non-linéaires qui prennent également en compte la partie mécanique. S'appuyant sur cette analyse, nous avons cherché à prendre en compte un autre phénomène, que sont les vibrations de la machine causées par injection de signaux. Après une reformulation des équations, un nouveau modèle sera développé, dont l'analyse d'observabilité montrera des conclusions plus intéressantes.

2.1 Modèles d'état classiques de la MSAP et leur observabilité

Les modèles d'état classiques sont présentés dans cette section pour analyser, du point de vue de l'observabilité, les problèmes des méthodes classiques à basse vitesse. Les deux premiers modèles, linéaires, sont donnés avec l'hypothèse de séparation des modes 1.1 pour des machines à pôles lisses et le troisième modèle, non linéaire et sans l'hypothèse 1.1, est donné dans le cas général des machines à pôles saillants. L'observabilité de chacun de ces modèles est étudiée.

2.1.1 Modèle électrique étendu aux FEM

Ce modèle est couramment utilisé pour les applications moyenne et haute vitesse, par exemple dans [69] et [95]. Le modèle est obtenu à partir des équations uniquement électriques (1.9) et (1.10) dans le repère α - β , les variables mécaniques (position, vitesse) ne sont pas utilisées comme état. Les états observés sont les deux courants I_α et I_β , qui sont étendus aux FEM e_α et e_β .

Modèle 2.1 (Modèle basé sur les FEM)

Dans le cadre de l'hypothèse 1.1, le système suivant est un modèle d'état étendu de la partie électrique de la MSAP :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (2.1)$$

avec :

- le vecteur d'état étendu : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & e_\alpha & e_\beta \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$

- les composantes de la matrice d'état :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

- la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- la matrice de sortie :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La vitesse étant considérée comme un paramètre variable, ce modèle est Linéaire à Paramètres Variants (LPV).

Propriété 2.1 *Le modèle 2.1 est observable.*

Preuve :

La matrice d'observabilité du critère d'observabilité linéaire de Kalman (Annexe B) est donnée par :

$$O_{L,1} = \begin{bmatrix} C \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e)^2 \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e)^3 \end{bmatrix}$$

Les quatres premières lignes suffisent ici à conclure sur l'observabilité :

$$\begin{bmatrix} C \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Le déterminant est indépendant de ω et constant :

$$\Delta O_{L,1} = \frac{1}{L_s^2} \quad (2.3)$$

Le modèle est donc observable. L'observabilité ne concerne cependant que les FEM. La vitesse et la position sont, elles, obtenues par le changement de variable suivant :

$$\begin{cases} \omega_e = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ \theta = \arctan\left(\frac{-e_\alpha}{e_\beta}\right) \end{cases} \quad (2.4)$$

Ainsi, si le moteur est à l'arrêt, la vitesse est nulle et les deux FEM sont nulles, donc la position ne peut plus être estimée.

2.1.2 Modèle électrique étendu au flux permanent

Les états considérés sont les deux courants I_α et I_β , étendus pour l'observation aux composantes du flux permanent dans le repère α - β donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{f\alpha} = \phi_f \cdot \cos(\theta) \\ \phi_{f\beta} = \phi_f \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.5)$$

En combinant cette définition avec les équations (1.6) et (1.7), les équations suivantes de la MSAP sont obtenues :

$$\begin{cases} V_\alpha = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_{f\alpha} \\ V_\beta = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_{f\beta} \end{cases} \quad (2.6)$$

Le modèle LPV suivant, utilisé par exemple dans [42], peut alors être obtenu :

Modèle 2.2 (Modèle basé sur les flux permanents)

Le système suivant est un modèle d'état étendu de la partie électrique de la MSAP :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (2.7)$$

avec :

- le vecteur d'état étendu : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \phi_{f\alpha} & \phi_{f\beta} \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$

– les composantes de la matrice d'état :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

– la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

– la matrice de sortie :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Propriété 2.2 *Le modèle 2.2 est observable si et seulement si la vitesse du rotor est non nulle.*

Preuve :

La matrice d'observabilité du critère d'observabilité linéaire de Kalman (Annexe B) est donnée par :

$$O_{L,2} = \begin{bmatrix} C \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e)^2 \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e)^3 \end{bmatrix}$$

avec les nouvelles définitions de A_0 et A_ω .

Les quatre premières lignes de la matrice d'observabilité sont :

$$\begin{bmatrix} C \\ C \cdot (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & \frac{\omega_e}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\omega_e}{L_s} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Le déterminant de cette première sous-matrice n'est, cette fois, pas indépendant de ω et vaut :

$$\Delta O_{L,2} = \frac{\omega_e^2}{L_s^2} \quad (2.9)$$

Cette sous-matrice ne donne pas une observabilité sur tout l'espace d'état mais aucune information supplémentaire ne peut être extraite à partir des autres sous-matrices carrées de la matrice d'observabilité. Le modèle n'est donc observable que pour des vitesses non nulles.

2.1.3 Modèle électrique et électromécanique

Les modèles précédents ne permettaient pas d'observer directement la vitesse et la position. Le modèle suivant, basé sur l'équation (1.8) et le comportement mécanique, utilise, en plus des courants, la vitesse et la position comme état, et n'est donc pas linéaire en l'état. Il est par exemple utilisé pour la synthèse de filtre de Kalman [11]. On néglige, dans un premier temps, les charges internes et externes.

Modèle 2.3 (Modèle prenant en compte le comportement mécanique)

Le système suivant est un modèle d'état de la MSAP :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (2.10)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$
- la fonction d'état :

$$F(x) = \begin{bmatrix} L_2^{-1} \cdot u - L_2^{-1} \cdot R_2 \cdot H(x) - L_2^{-1} \cdot \omega_e \cdot \phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ G(x) \end{bmatrix}$$

où :

$$G(x) = \begin{bmatrix} \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e \end{bmatrix}$$

avec L_2 la matrice d'inductance donnée par (1.4) et R_2 la matrice de résistance donnée par (1.5).

- la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'étude d'observabilité de ce modèle se base sur les résultats de l'observabilité non-linéaire (Annexe B). Les études pour les machines saillantes et non saillantes ont récemment été développées dans [96]. Nous allons ici reprendre et compléter l'analyse, notamment vis à vis des machines à pôles lisses.

Observabilité des machines à pôles saillants

Propriété 2.3 *Le modèle 2.3 est localement faiblement observable si les courants et tensions dans la machine ne sont pas tous nuls en même temps.*

Preuve :

Dans le cas des machines à pôles saillants, $F(x)$ peut être mise sous la forme :

$$F(x) = \begin{bmatrix} A_{11} \cdot \gamma_1 + A_{12} \cdot \gamma_2 \\ A_{21} \cdot \gamma_1 + A_{22} \cdot \gamma_2 \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = L_2^{-1}$$

$$\gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \end{bmatrix} = u - R_2 \cdot H(x) - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

On considère le sous espace d'observabilité généré par :

$$S_{NL,1} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ L_F H_1 \\ L_F H_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

avec H_1 et H_2 les composantes du vecteur H et $L_F H_1$ et $L_F H_2$ leurs dérivées de Lie respectives le long du champ de vecteur F .

La matrice d'observabilité associée est donnée par son jacobien :

$$O_{NL,1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\partial L_F H_1}{\partial I_\alpha} & \frac{\partial L_F H_1}{\partial I_\beta} & \frac{\partial L_F H_1}{\partial \theta} & \frac{\partial L_F H_1}{\partial \omega_e} \\ \frac{\partial L_F H_2}{\partial I_\alpha} & \frac{\partial L_F H_2}{\partial I_\beta} & \frac{\partial L_F H_2}{\partial \theta} & \frac{\partial L_F H_2}{\partial \omega_e} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

et son déterminant par :

$$\Delta O_{NL,1} = \frac{\partial L_F H_1}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial L_F H_2}{\partial \omega_e} - \frac{\partial L_F H_1}{\partial \omega_e} \cdot \frac{\partial L_F H_2}{\partial \theta} \quad (2.14)$$

Soit en développant, et en considérant la vitesse nulle ($\omega_e = 0$) :

$$\begin{aligned} \Delta O_{NL,1} = & \frac{4\Delta L^2}{L_d^2 L_q^2} \cdot [-(\sin(2\theta)(V_\alpha - R_s I_\alpha) - \cos(2\theta)(V_\beta - R_s I_\beta))I_\alpha \\ & - (\cos(2\theta)(V_\alpha - R_s I_\alpha) + \sin(2\theta)(V_\beta - R_s I_\beta))I_\beta \\ & + \bar{L}I_\beta(V_\alpha - R_s I_\alpha) - \bar{L}I_\alpha(V_\beta - R_s I_\beta)] \\ & - \frac{2\Delta L}{L_d^2 L_q^2} \phi_f L_d \cdot [\cos(3\theta)(V_\alpha - R_s I_\alpha) + \sin(3\theta)(V_\beta - R_s I_\beta)] \end{aligned} \quad (2.15)$$

Le déterminant peut être non nul, même si la vitesse est nulle, à la condition qu'il existe des courants qui circulent. Ce modèle de machine saillante est donc a priori observable, même si la complexité et la non-linéarité du modèle font qu'il n'est pas souvent utilisé en pratique. D'autre part, le déterminant dépend de la saillance du moteur. Par conséquent, les machines à pôles lisses ($\Delta L = 0$) seront a priori inobservables lorsque la vitesse est nulle.

Observabilité des machines à pôles lisses

Propriété 2.4 *Le modèle 2.3 considéré dans le cas des machines à pôles lisses ($L_d = L_q$) est localement faiblement observable si la vitesse et l'accélération du rotor ne sont pas nulles en même temps. Si l'on considère en plus l'hypothèse 1.2, cette condition simplement suffisante devient nécessaire et suffisante.*

Preuve :

Dans le cas particulier des machines à pôles lisses, $F(x)$ peut être simplifiée :

$$F(x) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

On considère dans un premier temps le même sous-espace (2.12) et son jacobien est alors donné par :

$$O_{NL,2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) & \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) & -\frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Son déterminant vaut simplement :

$$\Delta O_{NL,2} = -\omega_e \cdot \frac{\phi_f^2}{L_s^2} \quad (2.18)$$

On retrouve a priori la propriété des modèles précédents de non observabilité de la machine lorsque la vitesse est nulle. Cependant, un développement plus approfondi permet de compléter cette conclusion partielle.

En effet, en considérant le sous-espace d'observabilité :

$$S_{NL,2} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ L_F H_1 \\ L_F H_2 \\ L_F^2 H_1 \\ L_F^2 H_2 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Et en considérant la sous-matrice composée des 1^{re}, 2^e, 5^e et 6^e lignes de la matrice d'observabilité associée, on obtient le déterminant :

$$\Delta_{O_{NL,3}} = \frac{\partial L_F^2 H_1}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial L_F^2 H_2}{\partial \omega_e} - \frac{\partial L_F^2 H_1}{\partial \omega_e} \cdot \frac{\partial L_F^2 H_2}{\partial \theta} \quad (2.20)$$

Soit :

$$\begin{aligned} \Delta_{O_{NL,3}} = & - \left(\frac{\phi_f}{L_s} \right)^2 \left[\left(\frac{R_s}{L_s} \right)^2 + \frac{R_s f_v}{L_s J} + 2\omega_e^2 + \frac{2p^2 \phi_f}{J} (\cos(\theta) I_\alpha + \sin(\theta) I_\beta) \right] \cdot \omega_e \\ & + \left(\frac{\phi_f}{L_s} \right)^2 \left(\frac{f_v}{J} + \frac{R_s}{L_s} \right) \cdot \dot{\omega}_e \end{aligned} \quad (2.21)$$

Par conséquent, même quand la vitesse est nulle, le système est observable si l'accélération n'est pas nulle (cas par exemple d'un changement de sens de rotation).

Cette condition simplement suffisante d'observabilité devient nécessaire et suffisante dans le cas de l'hypothèse 1.2. En effet, on peut établir une relation de récurrence entre les lignes de la matrice d'observabilité associée [96]. Pour cela, on considère un modèle simplifié issu de l'hypothèse 1.2 avec $F(x)$ donné par :

$$F(x) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Pour ce $F(x)$, on peut démontrer les relations de récurrence suivantes pour tout k entier supérieur ou égal à 1 :

$$\begin{cases} L_F^{k+1} H_1 = -\frac{R_s}{L_s} L_F^k H_1 + \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e^{k+1} \sin(\theta + k\frac{\pi}{2}) \\ L_F^{k+1} H_2 = -\frac{R_s}{L_s} L_F^k H_2 - \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e^{k+1} \cos(\theta + k\frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (2.23)$$

En effet on a tout d'abord (initialisation) :

$$\begin{cases} L_F H_1 = F_1(x) = \frac{V_\alpha}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ L_F H_2 = F_2(x) = \frac{V_\beta}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ L_F^2 H_1 = -\frac{R_s}{L_s} F_1(x) + \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \cos(\theta) F_3(x) \\ L_F^2 H_2 = -\frac{R_s}{L_s} F_2(x) + \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \sin(\theta) F_3(x) \end{cases} \quad (2.24)$$

qui est bien équivalent à :

$$\begin{cases} L_F H_1 = F_1(x) \\ L_F H_2 = F_2(x) \\ L_F^2 H_1 = -\frac{R_s}{L_s} L_F H_1 + \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e^2 \sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ L_F^2 H_2 = -\frac{R_s}{L_s} L_F H_2 - \frac{\phi_f}{L_s} \omega_e^2 \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (2.25)$$

De plus, si on considère la relation (2.23) vraie pour un k quelconque supérieur ou égal à 1, on aura en outre par propriété de la dérivée de Lie :

$$\begin{cases} L_F^{k+1} H_1 = L_F(L_F^k H_1) \\ L_F^{k+1} H_2 = L_F(L_F^k H_2) \end{cases} \quad (2.26)$$

et par linéarité de la dérivée :

$$\begin{cases} L_F^{k+1} H_1 = -\frac{R_s}{L_s} L_F(L_F^{k-1} H_1) + \frac{\phi_f}{L_s} L_F(\omega_e^k \sin(\theta + (k-1)\frac{\pi}{2})) \\ L_F^{k+1} H_2 = -\frac{R_s}{L_s} L_F(L_F^{k-1} H_2) - \frac{\phi_f}{L_s} L_F(\omega_e^k \cos(\theta + (k-1)\frac{\pi}{2})) \end{cases} \quad (2.27)$$

On retrouve bien l'équation (2.23), qui combinée à (2.25), permet d'obtenir la récurrence. En se plaçant notamment à vitesse nulle, on peut voir que, quelque soit le sous-espace d'observabilité utilisé, les lignes seront toujours des combinaisons linéaires les unes des autres, et le rang restera le même. Par conséquent, l'observabilité n'existe que pour une vitesse non nulle.

Par conséquent l'espace des états observables pour ce modèle de machine à pôles lisses peut être décrit par :

$$\mathbb{R} \setminus \{ \{x/\omega_e = 0\} \cap \{x/\dot{\omega}_e = 0\} \}$$

Remarque 2.1 *La présence d'un terme lié à l'accélération du rotor est associée à l'utilisation de l'équation mécanique dans le modèle du moteur. Dans le cas où l'hypothèse 1.2 est vérifiée, la forme de $G(x)$ (et donc celle de $F(x)$) se simplifie :*

$$G(x) = \begin{bmatrix} \omega_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

Par conséquent, l'accélération n'est plus prise en compte, mais les calculs restent valables. En particulier on peut réduire l'espace d'observabilité à l'ensemble :

$$\mathbb{R} \setminus \{x/\omega_e = 0\}$$

Cet espace est le même que celui qui a été obtenu pour les deux modèles linéaires présentés précédemment.

2.1.4 Analyse des résultats

Dans leur formulation classique, les modèles présentés dans cette section, appliqués à des machines sans saillance, présentent tous un problème d'observabilité de la position lorsque la vitesse réelle du rotor de la machine est nulle. Cette perte est la principale raison de la diminution des performances des observateurs basés sur ces modèles, aboutissant généralement à une divergence à vitesse strictement nulle. Le modèle basé sur une saillance de la machine est par contre observable sous certaines conditions sur les courants et les tensions. C'est cette observabilité qui est exploitée au travers des méthodes basées sur la saillance. Cette première analyse confirme donc les résultats de l'état de l'art.

2.2 Développement d'un modèle prenant en compte les vibrations causées par l'injection de signaux

La section précédente étudie des modèles basés uniquement sur les équations de la machine présentés dans la section 1.2. La solution proposée pour répondre à ce problème repose sur une considération physique : l'observabilité est liée au mouvement de la machine (vitesse et accélération nulle). L'idée suivie dans la suite du chapitre est de faire bouger la machine, via de petites vibrations. Pour créer ces vibrations, l'utilisation d'un signal d'injection venant se superposer à la commande est nécessaire. L'approche peut être mise en parallèle à celle des méthodes basées sur la saillance, dans le sens où l'injection de certains signaux permet d'exciter la machine (ici par des vibrations), la machine servant alors de capteur. Pour prendre en compte les vibrations, les équations de la machine sont d'abord reformulées de manière à introduire les signaux d'injection. En effet, ces signaux d'excitation, qui provoquent la vibration, créent une oscillation sur les courants qui pourront être traités par un algorithme d'observation. La section précédente ayant montré que les modèles saillants sont observables, la reformulation est faite dans le cas particulier des machines à pôles lisses. Un modèle non linéaire est ensuite développé à partir de ces équations, et son observabilité est étudiée.

2.2.1 Caractéristiques du signal d'injection

Pour générer des vibrations dans une machine à pôles lisses, il est nécessaire d'appliquer un courant sur l'axe q de la machine. Cette considération élimine immédiatement la possibilité d'utiliser une injection dans le repère α - β (parfois utilisé par les méthodes basées sur la saillance), car cette injection ne garantirait pas l'existence d'un couple. De plus, dans le cas de la commande sans capteur mécanique qui nous intéresse, le repère d - q n'est pas connu mais seulement estimé par le repère γ - δ . L'injection sera donc effectuée dans ce dernier. L'effet de l'erreur d'estimation de position sur l'observabilité sera étudié, puisque les équations de la section 1.2.1 dans le repère α - β , propice à l'observation, sont utilisées pour la machine. Plus précisément, la méthode d'injection étudiée est l'injection sur les deux axes γ et δ , mais il en sera également déduit l'effet d'une injection sur l'axe γ uniquement, qui a l'avantage de ne pas créer de couple une fois que la position est correctement estimée, c'est à dire lorsque les axes d et γ sont confondus.

2.2.2 Equations de fonctionnement du système {Modèle+Injection}

La tension d'injection suivante est superposée à la tension de commande (donc dans le repère γ - δ) :

$$V_{Inj,\gamma-\delta} = \begin{bmatrix} Inj_\gamma \\ Inj_\delta \end{bmatrix}_{\gamma,\delta} \quad (2.28)$$

avec Inj_γ et Inj_δ deux fonctions du temps non nécessairement égales. Le type de signal d'injection (sinusoïdal, carré, ...) n'est pas non plus déterminé a priori.

Transformée dans le repère α - β , comme rappelé sur la figure 2.1, cette tension devient :

$$V_{Inj,\alpha-\beta} = \begin{bmatrix} Inj_\gamma \cdot \cos(\hat{\theta}) - Inj_\delta \cdot \sin(\hat{\theta}) \\ Inj_\gamma \cdot \sin(\hat{\theta}) + Inj_\delta \cdot \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix}_{\alpha,\beta} \quad (2.29)$$

En ajoutant cette tension aux tensions de commande dans l'équation 1.8, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_\alpha + Inj_\gamma \cdot \cos(\hat{\theta}) - Inj_\delta \cdot \sin(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \\ V_\beta + Inj_\gamma \cdot \sin(\hat{\theta}) + Inj_\delta \cdot \cos(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (2.30)$$

Cas de l'injection sur l'axe γ uniquement

Si l'injection est uniquement sur l'axe γ , les équations se simplifient en :

$$\begin{cases} V_\alpha + Inj \cdot \cos(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \\ V_\beta + Inj \cdot \sin(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (2.31)$$

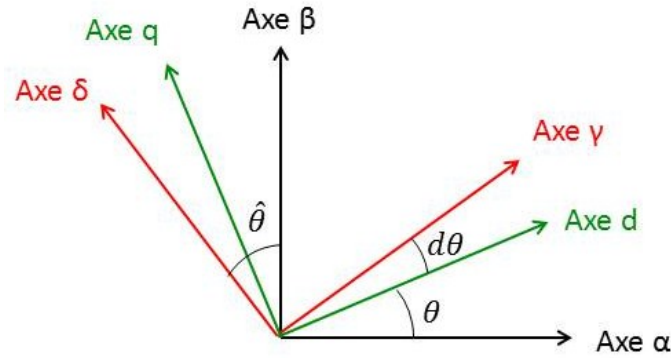


FIGURE 2.1: Repères diphasé $(\alpha\text{-}\beta)$, diphasé $(d\text{-}q)$ et diphasé estimé $(\gamma\text{-}\delta)$

Les équations précédentes sont facilement obtenues, mais l'originalité de la démarche est de considérer le signal injecté comme une partie intégrante du système, en particulier pour l'analyse de l'observabilité du système.

2.2.3 Analyse de l'observabilité du système {Machine + Injection}

Le modèle se déduit directement du système d'équation 2.30. Il peut être mis sous forme d'état, avec pour états les courants, la position électrique et la vitesse électrique :

Modèle 2.4 (Modèle électrique, mécanique et de l'injection)

Le système suivant est un modèle d'état du système {MSAP+Injection} :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (2.32)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$

- la fonction d'état :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e \end{bmatrix}$$

– la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Proposition 2.1 *Le modèle 2.4 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si les deux signaux d'injection Inj_γ et Inj_δ ne sont pas nuls en même temps.*

En particulier, pour $Inj_\delta = 0$ mais $Inj_\gamma \neq 0$ (cas de l'injection sur l'axe γ uniquement), le modèle donné par le système d'équations d'état 2.4 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si l'erreur d'estimation de la position $d\theta = \theta - \hat{\theta}$ est différente de $0[\pi]$. Cette condition nécessaire devient aussi suffisante si l'on se place en plus sous l'hypothèse 1.2.

Preuve :

Le modèle donné par les équations 2.4 est clairement un modèle non-linéaire, on cherche donc à prouver l'observabilité au sens localement faiblement observable. Pour appliquer le critère d'observabilité non linéaire, on considère alors le sous espace d'observabilité généré par :

$$S_{NL,3} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ L_F H_1 \\ L_F H_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

avec H_1 et H_2 les composantes du vecteur H , et $L_F H_1$ et $L_F H_2$ leurs dérivées de Lie successives selon le champs de vecteur F .

On en déduit la matrice d'observabilité non-linéaire :

$$O_{NL,3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & O_{33} & \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & O_{43} & -\frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

avec :

$$\begin{aligned} O_{33} &= \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) - \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) \\ O_{43} &= \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) \end{aligned}$$

Son déterminant vaut alors :

$$\Delta_{O_{NL,3}} = -\omega_e \cdot \frac{\phi_f^2}{L_s^2} + \frac{\phi_f \cdot Inj_\gamma}{L_s^2} \cdot \sin(d\theta) + \frac{\phi_f \cdot Inj_\delta}{L_s^2} \cdot \cos(d\theta) \quad (2.35)$$

On considère plus particulièrement le cas de la vitesse nulle ($\omega_e = 0$) :

- le déterminant ne s'annule que lorsque les deux injections sont nulles ;
- dans le cas où $Inj_\delta = 0$, le déterminant s'annule si $d\theta$ vaut 0 ou π .

Pour compléter la preuve, il faut approfondir l'étude en augmentant le sous-espace d'observabilité, et en étudiant toutes les sous-matrices possibles. Par exemple, en considérant :

$$S_{NL,4} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ L_F H_1 \\ L_F H_2 \\ L_F^2 H_1 \\ L_F^2 H_2 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Et en considérant la sous-matrice composée des 1^{re}, 2^e, 5^e et 6^e lignes de la matrice d'observabilité associée, on obtient le déterminant :

$$\Delta_{O_{NL,4}} = -\frac{\omega_e}{L_s^2} \Delta_1 + (Inj_\gamma \sin(d\theta) + Inj_\delta \cos(d\theta)) \Delta_2 + \left(\frac{\phi_f}{L_s^2 J} \right) \dot{\omega}_e \Delta_3 \quad (2.37)$$

avec :

$$\begin{aligned} \Delta_1 = & \phi_f^2 \left[\left(\frac{R_s}{L_s} \right)^2 + \frac{R_s f_v}{L_s J} + 2\omega_e^2 + 2 \frac{p^2 \phi_f}{J} (\cos(\theta) I_\alpha + \sin(\theta) I_\beta) \right] \\ & + Inj_\gamma^2 + Inj_\delta^2 + \frac{\phi_f f_v}{J} (Inj_\gamma \cos(d\theta) - Inj_\delta \sin(d\theta)) \\ & - 3\phi_f \omega_e (Inj_\gamma \sin(d\theta) + Inj_\delta \cos(d\theta)) \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\Delta_2 = \left(\frac{\phi_f}{L_s^2} \right) \left[\left(\frac{\phi_f R_s}{L_s} \right)^2 + \frac{\phi_f R_s \phi_f f_v}{L_s J} + \frac{P \phi_f}{J} (\cos(\theta) I_\alpha + \sin(\theta) I_\beta) \right] \quad (2.39)$$

$$\Delta_3 = \left[\frac{\phi_f f_v}{J} + \frac{\phi_f R_s}{L_s} + Inj_\gamma \cos(d\theta) - Inj_\delta \sin(d\theta) \right] \quad (2.40)$$

Ce déterminant fait apparaître trois termes : un terme Δ_1 associé à la vitesse, un terme Δ_2 lié à l'injection et un terme Δ_3 lié à l'accélération. En particulier, si la vitesse et les signaux d'injections sont tous nuls, le déterminant est nul si et seulement si l'accélération est nulle. Le modèle est donc observable si l'accélération est non nulle. Comme pour le modèle 2.3 sans injection, l'accélération permet l'observabilité grâce à la prise en compte de l'équation mécanique.

Par analogie avec la section 2.1.3, on cherche, pour conclure, une relation de récurrence entre les lignes de la matrice d'observabilité, en se plaçant en plus dans le cas de l'hypothèse 1.2. La fonction d'état du modèle 2.4 est modifiée par :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Pour ce $F(x, u)$, on peut démontrer les relations de récurrence suivantes pour tout k entier supérieur ou égal à 1 :

$$L_F^{k+1} H_1 = \omega_e^k \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \sin\left(\theta + k \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cos\left(\hat{\theta} + k \frac{\pi}{2}\right) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \sin\left(\hat{\theta} + k \frac{\pi}{2}\right) \right] - \frac{R_s}{L_s} L_F^k H_1 \quad (2.42)$$

et

$$L_F^{k+1} H_2 = -\omega_e^k \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \cos\left(\theta + k \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \sin\left(\hat{\theta} + k \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cos\left(\hat{\theta} + k \frac{\pi}{2}\right) \right] - \frac{R_s}{L_s} L_F^k H_2 \quad (2.43)$$

En effet on a tout d'abord (initialisation) :

$$L_F H_1 = F_1(x) = \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \quad (2.44)$$

$$L_F H_2 = F_2(x) = \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \quad (2.45)$$

$$L_F^2 H_1 = -\frac{R_s}{L_s} F_1(x) + \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \cos(\theta) - \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) \right] F_3(x) \quad (2.46)$$

$$L_F^2 H_2 = -\frac{R_s}{L_s} F_2(x) + \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \sin(\theta) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) \right] F_3(x) \quad (2.47)$$

Ces équations sont bien respectivement équivalentes aux relations suivantes :

$$L_F H_1 = F_1(x) \quad (2.48)$$

$$L_F H_2 = F_2(x) \quad (2.49)$$

$$L_F^2 H_1 = -\frac{R_s}{L_s} L_F H_1 + \omega_e \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cos\left(\hat{\theta} + \frac{\pi}{2}\right) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \sin\left(\hat{\theta} + \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (2.50)$$

$$L_F^2 H_2 = -\frac{R_s}{L_s} L_F H_2 - \omega_e \left[\frac{\phi_f}{L_s} \omega_e \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \sin\left(\hat{\theta} + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cos\left(\hat{\theta} + \frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (2.51)$$

De plus, si on considère les relations (2.42) et (2.43) vraies pour un entier k quelconque supérieur ou égal à 1, on aura en outre par propriété et linéarité de la dérivée de Lie :

$$\begin{aligned} L_F^{k+1} H_1 = & \omega_e^{k-1} L_F \left(\frac{Inj_\gamma}{L_s} \cos(\hat{\theta} + (k-1)\frac{\pi}{2}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \sin(\hat{\theta} + (k-1)\frac{\pi}{2}) \right) \\ & + \omega_e^{k-1} L_F \left(\frac{\phi_f}{L_s} \sin(\theta + (k-1)\frac{\pi}{2}) - \frac{R_s}{L_s} L_F(L_F^{k-1} H_1) \right) \end{aligned} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} L_F^{k+1} H_2 = & -\omega_e^{k-1} L_F \left(\frac{Inj_\gamma}{L_s} \sin(\hat{\theta} + (k-1)\frac{\pi}{2}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cos(\hat{\theta} + (k-1)\frac{\pi}{2}) \right) \\ & - \omega_e^{k-1} L_F \left(\frac{\phi_f}{L_s} \cos(\theta + (k-1)\frac{\pi}{2}) - \frac{R_s}{L_s} L_F(L_F^{k-1} H_2) \right) \end{aligned} \quad (2.53)$$

Après calcul, on retrouve bien les équations (2.42) et (2.43), qui, combinées aux équations (2.48), (2.49), (2.50) et (2.51), permettent d'obtenir la récurrence. En se plaçant notamment à vitesse nulle, on peut voir que quelque soit le sous-espace d'observabilité utilisé, les lignes seront toujours des combinaisons linéaires les unes des autres, et le rang restera le même. Par conséquent, l'observabilité n'existe que dans les conditions définies par la proposition.

Alternative pour des entrées en \hat{V}_d et \hat{V}_q

Le système d'équation 2.30 peut être modifié pour prendre en entrée non pas V_α et V_β mais \hat{V}_d et \hat{V}_q , qui sont les tensions données par la commande. L'intérêt de ce nouveau modèle est de mieux prendre en compte l'impact de l'erreur d'estimation sur le changement de repère (transformation de Park). Plus précisément en exprimant V_α et V_β avec les tensions dans le repère estimé :

$$\begin{cases} V_\alpha = \hat{V}_d \cdot \cos(\hat{\theta}) - \hat{V}_q \cdot \sin(\hat{\theta}) \\ V_\beta = \hat{V}_d \cdot \sin(\hat{\theta}) + \hat{V}_q \cdot \cos(\hat{\theta}) \end{cases} \quad (2.54)$$

Le système s'écrit alors :

$$\begin{cases} (\hat{V}_d + Inj_\gamma) \cdot \cos(\hat{\theta}) - (\hat{V}_q + Inj_\delta) \cdot \sin(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \\ (\hat{V}_d + Inj_\gamma) \cdot \sin(\hat{\theta}) + (\hat{V}_q + Inj_\delta) \cdot \cos(\hat{\theta}) = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{cases} \quad (2.55)$$

Ce système peut aussi être mis sous forme d'état, avec le système d'équations suivant :

Modèle 2.5 (Modèle alternatif avec les tensions de commande et l'injection)

Le système suivant est un modèle d'état du système $\{MSAP+Injection\}$:

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (2.56)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} \hat{V}_d & \hat{V}_q \end{bmatrix}^T$
- la fonction d'état :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{\hat{V}_d + Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{\hat{V}_q + Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{\hat{V}_d + Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{\hat{V}_q + Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e \end{bmatrix}$$

- la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Proposition 2.2 *Le modèle 2.5 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si les deux signaux d'injection Inj_γ et Inj_δ , ainsi que les entrées \hat{V}_d et \hat{V}_q , ne sont pas nuls en même temps.*

En particulier,

- pour $Inj_\delta = 0$, $\hat{V}_d = 0$ et $\hat{V}_q = 0$, mais $Inj_\gamma \neq 0$ (cas de l'injection sur l'axe γ), le modèle 2.5 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si l'erreur d'estimation de la position est différente de $0[\pi]$;
- pour $Inj_\delta = 0$, $Inj_\gamma = 0$ et $\hat{V}_q = 0$, mais $\hat{V}_d \neq 0$ (cas d'une injection via une consigne de courant), le modèle 2.5 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si l'erreur d'estimation de la position est différente de $0[\pi]$.

Ces deux dernières conditions nécessaires deviennent en plus suffisantes si on se place dans l'hypothèse 1.2.

Preuve :

La seule différence avec le modèle 2.4 vient du fait que les entrées \hat{V}_d et \hat{V}_q sont associées aux injections. Par conséquent, la matrice d'observabilité non-linéaire se déduit immédiatement :

$$O_{NL,5} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & O_{33} & \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & O_{43} & -\frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

avec :

$$\begin{aligned} O_{33} &= \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) - \frac{Inj_\gamma + \hat{V}_d}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta + \hat{V}_q}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) \\ O_{43} &= \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) + \frac{Inj_\gamma + \hat{V}_d}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta + \hat{V}_q}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) \end{aligned}$$

Son déterminant vaut alors :

$$\Delta O_{NL,5} = -\omega_e \cdot \frac{\phi_f^2}{L_s^2} - \frac{\phi_f \cdot (Inj_\gamma + \hat{V}_d)}{L_s^2} \cdot \sin(d\theta) + \frac{\phi_f \cdot (Inj_\delta + \hat{V}_q)}{L_s^2} \cdot \cos(d\theta) \quad (2.58)$$

On considère plus particulièrement le cas de la vitesse nulle ($\omega_e = 0$) :

- le déterminant s'annule alors lorsque les deux injections et les deux entrées sont nulles ;
- dans le cas où Inj_δ et \hat{V}_q valent zéro, le déterminant s'annule si $d\theta$ vaut 0 ou π ;
- Inj_γ et \hat{V}_d sont librement interchangeable dans l'équation.

La suite et la conclusion de la preuve sont également identiques à celle de la proposition 2.1.

Extension du modèle au couple

Les modèles 2.4 et 2.5 précédents, si ils sont observables, risquent de ne pas être robustes au couple de charge. Une solution pour résoudre ce problème peut être de compléter l'observateur par une estimation de ce couple de charge. Pour rappel, l'équation mécanique est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - f_v \cdot \omega - C_{ch} \quad (2.59)$$

avec C_{ch} l'ensemble des charges internes ou externes. Le terme des charges C_{ch} jusqu'ici négligé est donc maintenant considéré comme une perturbation à observer. Il faut connaître sa dynamique. Celle-ci est en générale mal connue, mais très lente comparée aux dynamiques du moteur, ce qui permet de considérer l'hypothèse suivante :

Hypothèse 2.1 (Hypothèse simplificatrice sur le couple)

La dynamique du couple de charge est négligeable par rapport aux dynamiques de courant et de vitesse.

En conséquence, cette hypothèse se traduit mathématiquement par l'équation :

$$\frac{dC_{ch}}{dt} = 0 \quad (2.60)$$

Considérant le couple de charge, un nouveau modèle de la MSAP peut être développé :

Modèle 2.6 (Modèle étendu au couple et avec l'injection)

Le système suivant est un modèle d'état augmenté du système $\{MSAP+Injection\}$:

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (2.61)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e & C_{ch} \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$
- la fonction d'état :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e - \frac{p \cdot C_{ch}}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

- la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Proposition 2.3 Le modèle 2.6 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si les deux signaux d'injection Inj_γ et Inj_δ ne sont pas nuls en même temps.

En particulier, pour $Inj_\delta = 0$ mais $Inj_\gamma \neq 0$ (cas de l'injection sur l'axe γ), le modèle 2.6 est localement faiblement observable à vitesse et accélération nulles si l'erreur d'estimation de la position $d\theta = \theta - \hat{\theta}$ est différente de $0[\pi]$.

Preuve :

Le modèle 2.6 est une extension du modèle 2.4, la même méthodologie s'applique donc. L'augmentation du nombre d'état entraîne par contre une augmentation de la taille du sous espace d'observabilité considéré. En particulier, on considère le sous-espace d'observabilité généré par :

$$S_{NL,6} = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \\ L_F H_1 \\ L_F H_2 \\ L_F^2 H_1 \\ L_F^2 H_2 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

avec H_1 et H_2 les composantes du vecteur H , et $L_F H_1$, $L_F^2 H_1$, $L_F H_2$ et $L_F^2 H_2$ leurs dérivées de Lie successives et respectives selon le champs de vecteur F .

En considérant respectivement d'une part la sous-matrice d'observabilité composée des cinq premières lignes de la matrice d'observabilité associée, et d'autre part la sous-matrice d'observabilité composée des 1^{re}, 2^e, 3^e, 4^e et 6^e lignes de la matrice d'observabilité, on peut remarquer le résultat suivant :

$$O_{NL,6} = \begin{bmatrix} & & & & 0 \\ & & & & 0 \\ & & O_{NL,4} & & 0 \\ & & & & 0 \\ o_{51} & \cdots & \cdots & o_{54} & -\frac{p\phi_f}{L_s J} \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

et

$$O_{NL,7} = \begin{bmatrix} & & & & 0 \\ & & & & 0 \\ & & O_{NL,4} & & 0 \\ & & & & 0 \\ o_{51} & \cdots & \cdots & o_{54} & \frac{p\phi_f}{L_s J} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

On a donc :

$$\begin{cases} \Delta O_{NL,6} = -\frac{p\phi_f}{L_s J} \sin(\theta) \Delta O_{NL,4} \\ \Delta O_{NL,7} = \frac{p\phi_f}{L_s J} \cos(\theta) \Delta O_{NL,4} \end{cases} \quad (2.65)$$

En fusionnant les deux conditions obtenues avec ce dernier système d'équations, la condition d'observabilité suffisante trouvée pour le modèle 2.6 est la même que la condition suffisante obtenue pour le modèle 2.4, ce qui valide la preuve. En revanche, cette condition ne peut pas être rendue nécessaire, par défaut de pouvoir utiliser l'hypothèse 1.2.

2.2.4 Interprétation des résultats

Le modèle 2.4, par le fait de l'injection d'un signal supplémentaire et de la prise en compte de cette injection dans le modèle, a des conditions d'observabilité différentes de celles du modèle 2.3 original. En particulier, l'observabilité de ce nouveau modèle peut être étendue à des cas où la vitesse et l'accélération du moteur sont toutes les deux nulles. Cette observabilité dépend de l'injection appliquée dans le repère γ - δ et de l'erreur d'estimation de la position. Ainsi, l'injection sur l'axe γ ne crée pas d'observabilité lorsque l'erreur est nulle, les axes γ et d étant alors confondus, et le courant I_d ne créant pas de couple pour les machines à pôles lisses. Par le même raisonnement, l'injection sur l'axe δ ne crée pas d'observabilité lorsque l'erreur vaut 90° .

Le modèle 2.5 alternatif, avec des entrées différentes, a également été développé par la même méthode. Si l'effet de l'injection dans ce modèle est la même que pour le modèle 2.4, les entrées jouent un rôle plus important. En effet, les entrées V_d et V_q passent par une transformation de Park, prise en compte dans le modèle, et qui dépend de la position. Lorsque la position donnée par l'observateur est utilisée pour calculer cette transformation, les entrées sont alors envoyées comme si elles provenaient du repère γ - δ au lieu du repère d - q . Elles peuvent donc remplacer le signal d'injection pour l'excitation de la machine. En particulier, un signal de commande sur l'axe d est assimilable à l'injection d'un courant et d'une tension sur l'axe γ .

Enfin, un troisième modèle a été développé, qui estime le couple de charge en plus des états. Le problème de robustesse à la charge est en effet une partie importante du cahier des charges, et le négliger peut éventuellement ne pas suffire. Ce modèle étendu au couple de charge présente exactement les mêmes propriétés d'observabilité que le modèle 2.4.

En synthèse, la prise en compte des signaux d'injection superposés aux tensions de commande, sources de vibrations dans la machine, a permis de développer de nouveaux modèles avec des conditions d'observabilité plus intéressantes que les modèles originaux. L'observabilité du système composé de la MSAP étendu à l'injection est garantie si l'injection est non nulle (en particulier lorsque la vitesse et l'accélération sont nulles). En revanche, aucune condition n'est imposée sur le type du signal d'injection, contrairement aux méthodes classiques basées sur la saillance pour lesquelles un signal sinusoïdal de tension est nécessaire.

2.2.5 Tentative d'extension aux modèles électriques

L'intérêt des résultats précédents, sur le modèle étendu aux équations mécaniques, nous a conduit à voir si cette démarche pouvait se satisfaire du seul modèle électrique. Les modèles sont notamment linéaires, donc plus simples à manipuler. Cependant, les

équations de la section 2.2.2 ne permettent pas de mettre le système sous une forme permettant des analogies avec les équations des flux ou des FEM. On définit alors les vitesses équivalentes ω_0 et ω_1 dépendantes du temps, et différentes dans le cas général, telles que :

$$\begin{cases} Inj_\gamma = \omega_0(t) \cdot \phi_f \\ Inj_\delta = \omega_1(t) \cdot \phi_f \end{cases} \quad (2.66)$$

Dans la suite, seul un modèle basé sur les flux permanent est développé, mais des modèles basés sur les FEM donneraient les mêmes résultats. Ainsi, la projection de (2.66) dans le repère α - β permet de mettre les équations électriques (1.8) sous la forme :

$$\begin{aligned} R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) &= V_\alpha + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(d\theta) - \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(d\theta) \\ &\quad - \omega_1 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(d\theta) - \omega_1 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(d\theta) \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned} R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) &= V_\beta + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(d\theta) + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(d\theta) \\ &\quad + \omega_1 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(d\theta) - \omega_1 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(d\theta) \end{aligned} \quad (2.68)$$

A partir des équations précédentes, les flux permanents peuvent être introduits :

$$\begin{aligned} V_\alpha + \omega_0 \cdot \phi_{f\alpha} \cdot \cos(d\theta) - \omega_0 \cdot \phi_{f\beta} \cdot \sin(d\theta) - \omega_1 \cdot \phi_{f\alpha} \cdot \sin(d\theta) - \omega_1 \cdot \phi_{f\beta} \cdot \cos(d\theta) \\ = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_{f\beta} \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} V_\beta + \omega_0 \cdot \phi_{f\alpha} \cdot \sin(d\theta) + \omega_0 \cdot \phi_{f\beta} \cdot \cos(d\theta) + \omega_1 \cdot \phi_{f\alpha} \cdot \cos(d\theta) - \omega_1 \cdot \phi_{f\beta} \cdot \sin(d\theta) \\ = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_{f\alpha} \end{aligned} \quad (2.70)$$

De même pour l'injection sur l'axe γ , le système peut s'écrire :

$$\begin{aligned} V_\alpha + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \cos(d\theta) - \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(d\theta) \\ = R_s \cdot I_\alpha + L_s \cdot \dot{I}_\alpha - \omega_e \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \end{aligned} \quad (2.71)$$

$$\begin{aligned} V_\beta + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(d\theta) + \omega_0 \cdot \phi_f \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(d\theta) \\ = R_s \cdot I_\beta + L_s \cdot \dot{I}_\beta + \omega_e \cdot \phi_f \cdot \cos(\theta) \end{aligned} \quad (2.72)$$

Le modèle peut alors se mettre sous la forme (LPV) :

Modèle 2.7 (Modèle électrique étendu aux flux permanents et à l'injection)

Dans le cas de l'hypothèse 1.1, le système suivant est un modèle d'état du système $\{MSAP+Injection\}$:

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_0 + A_\omega \cdot \omega_e + A_{\omega_0} \cdot \omega_0 + A_{\omega_1} \cdot \omega_1) \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (2.73)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \phi_{f\alpha} & \phi_{f\beta} \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$

- les composantes de la matrice d'état :

$$A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{\omega_0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\cos(d\theta)}{L_s} & -\frac{\sin(d\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{\sin(d\theta)}{L_s} & \frac{\cos(d\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{\omega_1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\sin(d\theta)}{L_s} & -\frac{\cos(d\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & \frac{\cos(d\theta)}{L_s} & -\frac{\sin(d\theta)}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- la matrice de commande :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

- la matrice de sortie :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Proposition 2.4 *Le modèle 2.7 est localement observable à vitesse et accélération nulles si les deux vitesses équivalentes ω_0 et ω_1 ne sont pas nulles en même temps.*

Preuve :

Le système est linéaire en un point de fonctionnement $\{\omega_e, d\theta\}$. Le critère d'observabilité de Kalman s'applique. La matrice d'observabilité est donnée par :

$$O_{L,3} = \begin{bmatrix} C \\ C \cdot A \\ C \cdot A^2 \\ C \cdot A^3 \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

Les quatre premières lignes donnent :

$$\begin{bmatrix} C \\ C \cdot A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\omega_0 \cos(d\theta)}{L_s} - \frac{\omega_1 \sin(d\theta)}{L_s} & -\frac{\omega_0 \sin(d\theta)}{L_s} - \frac{\omega_1 \cos(d\theta)}{L_s} + \frac{\omega_e}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{\omega_0 \sin(d\theta)}{L_s} + \frac{\omega_1 \cos(d\theta)}{L_s} - \frac{\omega_e}{L_s} & \frac{\omega_0 \cos(d\theta)}{L_s} - \frac{\omega_1 \sin(d\theta)}{L_s} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

Le déterminant de cette matrice vaut :

$$\Delta O_{L,3} = \frac{\omega_e^2}{L_s} + \frac{\omega_0^2}{L_s} + \frac{\omega_1^2}{L_s} \quad (2.76)$$

Ce déterminant est bien non nul si ω_0 ou ω_1 est non nulle. Les flux permanents étant observables, la position et la vitesse le sont aussi.

2.3 Conclusion

Ce chapitre a présenté une large analyse des observabilités de la machine synchrone à aimants permanents. Tout d'abord, l'analyse de l'observabilité de modèles classiques nous a permis de mettre en évidence les mêmes propriétés d'observabilité, en particulier à vitesse nulle, que les modèles soient des modèles simplifiés (LPV) qui ne prennent en compte que le comportement électrique de la MSAP ou non linéaires, qui prennent également en compte le comportement mécanique. Une différence existe cependant entre les modèles de MSAP à pôles lisses ou à pôles saillants. Seuls ces derniers sont observables à vitesse nulle, sous certaines conditions de courant et de tension.

Ensuite, puisque l'observabilité de la position repose sur le mouvement de la machine, nous avons développé de nouveaux modèles qui prennent en compte des vibrations de la machine, provoquées par un certain type d'injection. En présence de ces vibrations, ces nouveaux modèles deviennent observables. Par rapport aux modèles classiques de la machine, les modèles développés ici apportent donc l'observabilité à basse vitesse. Cette constatation permettra dans le chapitre suivant de proposer une nouvelle méthode d'estimation de la position de la MSAP à l'arrêt, utilisant un observateur basé sur les modèles développés. Cette méthode sera également validée par son application via un filtre de Kalman étendu.

Chapitre 3

Méthode d'estimation de la position de la MSAP à pôles lisses pour sa commande en position sans capteur mécanique

Sommaire

3.1	Méthode d'estimation de la position proposée	51
3.1.1	Principe	51
3.1.2	Choix des modèles	52
3.2	Développement de la méthode avec un observateur de Kal-	
	man étendu	54
3.2.1	Observateur de Kalman étendu pour les modèles non linéaires .	54
3.2.2	Synthèse des observateurs avec les modèles de MSAP développés	55
	Discrétisation du modèle	55
	Linéarisation du modèle	57
	Synthèse des observateurs	58
3.2.3	Validation de la méthode proposée	58
	Banc d'essai du laboratoire AMPERE	59
	Autres moteurs testés	61
	Benchmark industriel pour capteur logiciel	62
	Paramètres de test	64
3.2.4	Résultats expérimentaux	66
	Test de suivi : surveillance de l'état du capteur de position . .	66
	Test de suivi : commande en position sans capteur	69

Test de répétabilité	73
Test de sensibilité au couple	77
Test de sensibilité aux incertitudes paramétriques	82
Test de temps de réponse	84
Test de linéarité et d'hystérésis	84
3.3 Comparaison avec les méthodes basées sur la saillance	86
3.4 Conclusion	88

Le chapitre précédent a démontré l'observabilité de certains modèles de la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses à basse vitesse, en présence d'injections qui permettent la mise en vibrations du rotor du moteur. Ces résultats sont exploités dans ce chapitre pour le développement d'une méthode d'estimation des grandeurs mécaniques (position, vitesse et éventuellement couple de charge) de la MSAP à pôles lisses en asservissement de position (vitesse très faible ou arrêt). Cette méthode repose sur la synthèse d'observateurs utilisant les modèles rendus observables par l'injection. Deux de ces modèles seront choisis pour le développement d'observateurs basés sur le filtre de Kalman étendu. Le choix du filtre de Kalman est orienté par le fait que c'est un observateur déjà utilisé en aéronautique, ce qui peut aider à la qualification industrielle du capteur développé. En outre, la littérature très complète autour de l'observateur de Kalman de MSAP dédié à la haute vitesse, permet notamment une synthèse très rapide de l'observateur si les paramètres nominaux de la machine sont bien connus [19].

Après une présentation de la méthode d'estimation proposée, le principe de l'observateur de Kalman sera rappelé, puis cet observateur sera appliqué aux deux modèles avec et sans estimation du couple de charge. Des résultats de simulation et expérimentaux seront donnés, qui correspondent à des tests réalisés sur un des bancs d'essais de la thèse. Ces tests suivent un benchmark développé pour les capteurs logiciels de la position de la MSAP à l'arrêt, et réalisé par analogie avec les capteurs physiques. Enfin, une comparaison avec les méthodes basées sur la saillance montrera l'intérêt de la méthode pour les machines à pôles lisses, mais aussi pour les machines saillantes.

3.1 Méthode d'estimation de la position proposée

3.1.1 Principe

Les résultats de l'analyse d'observabilité, obtenus dans le chapitre précédent, ont conclu sur l'observabilité des modèles prenant en compte un certain type d'injection lorsque la machine est à l'arrêt. A partir de ces résultats, nous proposons donc une méthode d'estimation de la position valable sur toute la gamme de vitesse. Cette méthode consiste en trois étapes :

1. l'injection d'une tension d'excitation dans le repère estimé de la machine, superposée à la commande de la machine, et modulée éventuellement par la vitesse de rotation de la machine (l'injection n'étant pas nécessaire à haute vitesse) ;
2. la mesure des courants de la machine, comprenant l'effet des vibrations engendrées par l'injection sur son rotor ;
3. l'utilisation d'un observateur, en se basant sur un modèle de la machine capable d'observer les vibrations induites par le signal d'injection.

Ces trois étapes peuvent être résumées par le schéma 3.1.

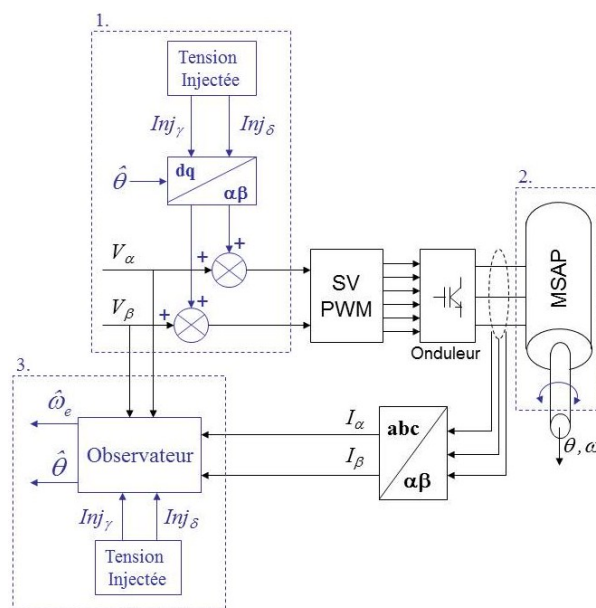


FIGURE 3.1: Schéma de principe de la méthode développée

Cette méthode a de multiples avantages, en particulier par rapport aux méthodes classiques basées sur la saillance de la machine. Tout d'abord, elle fonctionne sur toute

la plage de vitesse. De plus, bien que la méthode soit prévue pour les machines à pôles lisses, elle est également valable pour les machines saillantes, puisque l'injection excite aussi la saillance et donc l'observabilité des machines saillantes.

Remarque 3.1 *Comme précisé dans le chapitre précédent, ce n'est pas le type de signal d'injection choisi qui est important, mais le fait qu'il soit toujours non nul lorsque la vitesse et l'accélération sont nulles. En revanche, il peut être intéressant, en pratique, d'utiliser un signal carré ou sinusoïdal permettant d'exciter le moteur facilement en vibrations. Pour ces signaux, le passage par zéro peut être délicat. Ce problème se résout en considérant l'échantillonnage des signaux. Pour un bon choix de la fréquence en fonction du temps d'échantillonnage, il est en effet possible de faire en sorte que le signal injecté ne soit jamais nul.*

Remarque 3.2 *La méthode proposée ici est une méthode générale qui considère une injection quelconque dans le repère γ - δ estimé. Une injection uniquement sur l'axe γ a cependant l'avantage de ne pas créer de couple lorsque la position est correctement estimée. En particulier, le point $d\theta = 0$ correspond à un maximum du couple créé par une injection sur l'axe δ , ce qui peut provoquer une usure accélérée des pièces mécaniques par une excitation constante et élevée. L'injection sur l'axe γ minimise par contre l'impact de l'injection sur la mécanique, et la réduit au strict nécessaire. La création d'effet Joule ne peut cependant pas être évitée.*

Remarque 3.3 *La dépendance de l'observabilité à l'erreur d'estimation $d\theta$ ne présente pas de problème. En effet, dans les cas où la position est parfaitement estimée, la commande n'est pas impactée. De même, si l'observateur s'éloigne de la bonne position par suite à la perte d'observabilité, alors l'observabilité revient et l'observateur converge à nouveau. Il faut enfin souligner que le point théorique $d\theta = 0$ n'apparaît en pratique que très rarement.*

3.1.2 Choix des modèles

Les modèles avec injection présentés dans le chapitre précédent sont tous observables pour toutes les vitesses de la machine en présence d'injection. Le modèle électrique étendu aux flux permanents est cependant inutilisable en pratique car il dépend de l'erreur d'estimation de la position du rotor, qui est un paramètre évidemment inconnu. La différence avec les autres modèles proposés s'explique par la non prise en compte des équations mécaniques par le modèle, qui néglige donc, de ce fait, les modes mécaniques de la machine, et en particulier les vibrations que l'on cherche à observer. Ainsi, des modèles avec injection étendus aux FEM auraient le même résultat.

Parmi les autres modèles précédemment développés, les modèles 2.4 (sans estimation du couple) et 2.6 (avec estimation du couple) sont particulièrement intéressants pour la synthèse d'observateurs basse vitesse. Le modèle 2.5 (signaux de commande \hat{V}_d/\hat{V}_q) étant très proche du modèle 2.4, les résultats de ce dernier pourront être extrapolés. Le modèle 2.4 est considéré dans le cas de l'hypothèse 1.2 de vitesse lentement variable, qui permet de diminuer la complexité de l'algorithme et donc la charge du processeur. Les deux modèles étudiés sont rappelés ici :

Modèle 3.1 (Modèle sans couple de charge)

Sous l'hypothèse 1.2, on a :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$

- la fonction d'état :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

- la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Modèle 3.2 (Modèle avec couple de charge)

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (3.2)$$

avec :

- le vecteur d'état : $x = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \theta & \omega_e & C_{ch} \end{bmatrix}^T$

- le vecteur de sortie : $y = \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T$
- le vecteur de commande : $u = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T$
- la fonction d'état :

$$F(x, u) = \begin{bmatrix} \frac{V_\alpha}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\alpha + \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{V_\beta}{L_s} + \frac{Inj_\gamma}{L_s} \cdot \sin(\hat{\theta}) + \frac{Inj_\delta}{L_s} \cdot \cos(\hat{\theta}) - \frac{R_s}{L_s} \cdot I_\beta - \omega_e \cdot \frac{\phi_f}{L_s} \cdot \cos(\theta) \\ \omega_e \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{p^2}{J} \cdot (-\phi_\beta \cdot I_\alpha + \phi_\alpha \cdot I_\beta) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega_e - \frac{p \cdot C_{ch}}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

- la fonction de sortie :

$$H(x) = C \cdot x$$

où :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ces modèles sont clairement non linéaires. Nous allons donc utiliser le filtre de Kalman étendu pour synthétiser l'observateur.

3.2 Développement de la méthode avec un observateur de Kalman étendu

3.2.1 Observateur de Kalman étendu pour les modèles non linéaires

La version non-linéaire (ou version étendue) de l'observateur de Kalman repose sur la linéarisation du modèle autour d'un point de fonctionnement à chaque instant de calcul, la linéarisation choisie étant généralement un développement au premier ordre. Il prend également en compte la présence de bruits (w_k le bruit d'entrée et v_k le bruit de mesure). Dans cette optique les hypothèses suivantes sont prises :

- les bruits v et w sont blancs gaussiens centrés ;
- les bruits v et w sont considérés comme décorrélés.

Le filtre de Kalman étendu (Extended Kalman Filter ou EKF) discret peut alors être défini en deux étapes :

- une étape d'estimation a priori, ou étape de prédiction, où l'on estime la valeur de l'état et de la covariance de l'erreur d'estimation à partir des valeurs à l'instant précédent ;

- une étape d'estimation a posteriori, ou étape de correction, où l'on corrige la valeur de l'état et de la covariance de l'erreur d'estimation par la mesure.

Il en résulte la procédure suivante :

1. Estimation a priori de l'état :

$$\hat{x}_{k+1}^- = f(\hat{x}_k^+, u_k) \quad (3.3)$$

2. Calcul des Jacobiens :

$$F_k = \frac{\partial f}{\partial x}(\hat{x}_k, u_k), C_k = \frac{\partial h}{\partial x}(\hat{x}_k) \quad (3.4)$$

3. Estimation a priori de la matrice P :

$$P_{k+1}^- = F_k P_k^+ F_k^T + Q_k \quad (3.5)$$

4. Calcul du gain :

$$K_k = P_{k+1}^- C_k^T [C_k P_{k+1}^- C_k^T + R_k]^{-1} \quad (3.6)$$

5. Correction de l'état a posteriori

$$\hat{x}_{k+1}^+ = \hat{x}_{k+1}^- + K_k (y_k - h(\hat{x}_{k+1}^-)) \quad (3.7)$$

6. Correction de la matrice P a posteriori :

$$P_{k+1}^+ = (I - K_k C_k) P_{k+1}^- \quad (3.8)$$

Les exposants – correspondent aux états et covariances estimés a priori et les exposants + aux états et covariances estimés a posteriori.

3.2.2 Synthèse des observateurs avec les modèles de MSAP développés

La version du filtre utilisée dans cette thèse est la version discrétisée. Par conséquent, la formulation de l'observateur repose sur la discrétisation, puis la linéarisation des modèles 3.1 et 3.2.

Discrétisation du modèle

Le modèle d'état 3.1 est discrétisé avec un temps d'échantillonnage T_e , et on lui ajoute les bruits d'état et de mesure pour donner le modèle suivant :

Modèle 3.3 (Modèle discret sans le couple de charge)

Le système suivant est un modèle d'état discret du système $\{MSAP+Injection\}$:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = C \cdot x_k + v_k \end{cases} \quad (3.9)$$

avec les vecteurs et matrices :

$$x_k = \begin{bmatrix} I_{\alpha,k} & I_{\beta,k} & \theta_k & \omega_{e,k} \end{bmatrix}^T$$

$$u_k = \begin{bmatrix} V_{\alpha,k} & V_{\beta,k} \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et la fonction $f(x_k, u_k)$ donnée par :

$$f(x_k, u_k) = \begin{bmatrix} f_1(x_k, u_k) \\ f_2(x_k, u_k) \\ f_3(x_k, u_k) \\ f_4(x_k, u_k) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

où :

$$f_1(x_k, u_k) = I_{\alpha,k} + \frac{T_e}{L_s} (V_{\alpha,k} + Inj_{\delta} \cos(\hat{\theta}_k) - Inj_{\gamma} \sin(\hat{\theta}_k)) \\ + \frac{T_e}{L_s} (-R_s I_{\alpha,k} + \omega_{e,k} \phi_f \sin(\theta_k))$$

$$f_2(x_k, u_k) = I_{\beta,k} + \frac{T_e}{L_s} (V_{\beta,k} + Inj_{\delta} \sin(\hat{\theta}_k) + Inj_{\gamma} \cos(\hat{\theta}_k)) \\ + \frac{T_e}{L_s} (-R_s I_{\beta,k} - \omega_{e,k} \phi_f \cos(\theta_k))$$

$$f_3(x_k, u_k) = \theta_k + T_e \omega_{e,k}$$

$$f_4(x_k, u_k) = 0$$

De la même manière, le modèle d'état 3.2 augmenté du couple de charge est discrétisé avec un temps d'échantillonnage T_e , et on lui ajoute les bruits d'état et de mesure pour donner le modèle suivant :

Modèle 3.4 (Modèle discret avec le couple de charge)

Le système suivant est un modèle d'état discret augmenté du système $\{MSAP+Injection\}$:

$$\begin{cases} x_{k+1} = f(x_k, u_k) + w_k \\ y_k = C \cdot x_k + v_k \end{cases} \quad (3.11)$$

avec les vecteurs et matrices :

$$x_k = \begin{bmatrix} I_{\alpha,k} & I_{\beta,k} & \theta_k & \omega_{e,k} & C_{ch,k} \end{bmatrix}^T$$

$$u_k = \begin{bmatrix} V_{\alpha,k} & V_{\beta,k} \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et la fonction $f(x_k, u_k)$ donnée par :

$$f(x_k, u_k) = \begin{bmatrix} f_1(x_k, u_k) \\ f_2(x_k, u_k) \\ f_3(x_k, u_k) \\ f_4(x_k, u_k) \\ f_5(x_k, u_k) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

où $f_1(x_k, u_k)$, $f_2(x_k, u_k)$ et $f_3(x_k, u_k)$ sont identiques à la fonction donnée par l'équation (3.10), et :

$$f_4(x_k, u_k) = \omega_{e,k} + \frac{T_e}{J} \left(\frac{3}{2} p^2 \phi_f(-\sin(\theta_k)I_{\alpha,k} + \cos(\theta_k)I_{\beta,k}) - f_v \omega_{e,k} - p \cdot C_{ch,k} \right)$$

$$f_5(x_k, u_k) = C_{ch,k}$$

Linéarisation du modèle

Les modèles sont ensuite linéarisés autout d'un point de fonctionnement \hat{x}_k . La linéarisation choisie est ici un développement de Taylor au premier ordre (ici seule la fonction d'état nécessite d'être linéarisée) :

$$f(x_k, u_k) - f(\hat{x}_k, u_k) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_k = \hat{x}_k} \cdot (x_k - \hat{x}_k) + \varphi(x_k, \hat{x}_k, u_k) \quad (3.13)$$

La linéarisation repose donc sur le calcul du jacobien de la fonction $f(x_k, u_k)$ ce qui donne pour la fonction 3.10 :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_e}{L_s} & 0 & F_{13} & \frac{\phi_f}{L_s} \sin(\theta_k) T_e \\ 0 & 1 - \frac{R_s T_e}{L_s} & F_{23} & -\frac{\phi_f}{L_s} \cos(\theta_k) T_e \\ 0 & 0 & 1 & T_e \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

avec :

$$F_{13} = \omega_{e,k} \frac{\phi_f}{L_s} \cos(\theta_k) T_e - \frac{Inj\delta}{L_s} \sin(\hat{\theta}_k) T_e - \frac{Inj\gamma}{L_s} \cos(\hat{\theta}_k) T_e$$

$$F_{23} = \omega_{e,k} \frac{\phi_f}{L_s} \sin(\theta_k) T_e + \frac{Inj\delta}{L_s} \cos(\hat{\theta}_k) T_e - \frac{Inj\gamma}{L_s} \sin(\hat{\theta}_k) T_e$$

De même, pour la fonction 3.12, la linéarisation donne le jacobien suivant :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s} T_e & 0 & F_{13} & \frac{\phi_f}{L_s} \sin(\theta_k) T_e & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_s}{L_s} T_e & F_{23} & -\frac{\phi_f}{L_s} \cos(\theta_k) T_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 & T_e & 0 \\ -\frac{p^2 \phi_f}{J} \sin(\theta_k) T_e & \frac{p^2 \phi_f}{J} \cos(\theta_k) T_e & F_{43} & 1 - \frac{f_v}{J} T_e & -\frac{p}{J} T_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

avec les mêmes F_{13} et F_{23} que 3.14 et :

$$F_{43} = -\frac{3p^2 \phi_f}{2J} (\cos(\theta_k) I_{\alpha,k} + \sin(\theta_k) I_{\beta,k}) T_e$$

Synthèse des observateurs

Les modèles étant discrétisés, la synthèse des observateurs s'effectue suivant les équations (3.3)-(3.8). Ce qui donne :

- un observateur de Kalman étendu, sans estimation du couple de charge ;
- un observateur de Kalman étendu, avec estimation du couple de charge.

3.2.3 Validation de la méthode proposée

Afin de valider la méthode et tester ses performances, plusieurs bancs d'essais ont été utilisés :

- un banc d'essai du laboratoire AMPERE, complètement instrumenté, qui permet de réaliser tous les tests nécessaires, avec un moteur de puissance 1.6kW ;
- un banc d'essai développé à SAGEM, avec un moteur de puissance 2kW ;
- un banc d'essai avec le moteur de l'EMA, pour valider la méthode sur la machine réelle ;
- un banc d'essai du laboratoire GREEN¹, testé dans le cadre de SPEC², pour la comparaison avec une méthode basée sur la saillance.

Le banc d'essai SAGEM a été développé au sein de la société dans le cadre de la thèse. Ainsi, une partie de la conception et la réalisation de ce banc est partie intégrante des travaux de thèse, dont le câblage moteur-onduleur, et la réalisation d'une carte d'interface entre la carte dSPACE 1103 et les drivers de l'onduleur et les cartes de mesures.

1. Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy
2. Safran Power Electronics Center

Banc d'essai du laboratoire AMPERE

Le banc d'essai du laboratoire AMPERE (Figs. 3.2 et 3.3) est composé :

- d'une source de tension DC Xantrex (6) ;
- d'un onduleur commercial de 15kW (7) ;
- d'un moteur Leroy-Somer équipé d'un codeur incrémental de résolution 4096 points par tour mécanique, utilisé pour la commande (1) ;
- d'un second moteur identique (3), destiné à simuler une charge, piloté par un variateur (4) et équipé d'un résolveur ;
- d'une carte d'acquisition des courants (5), utilisant trois capteurs LEM (LA 100P) ;
- d'une carte DS1104 (utilisant un processeur TMS320) reliée à un PC (3).

Les lois de commande ainsi que les différents observateurs sont implémentés dans la carte DS1104 via Simulink et la suite logicielle dSPACE RTI/ControlDesk.

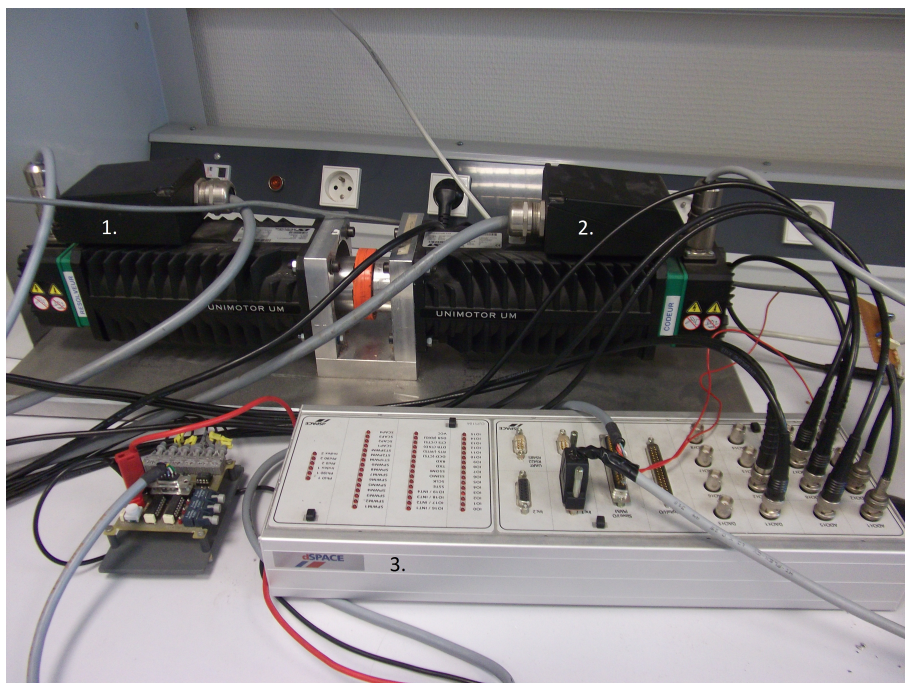


FIGURE 3.2: Banc d'essai : Moteur



FIGURE 3.3: Banc d'essai : Puissance

Les moteurs Leroy-Somer ont les caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	1.6 kW
Vitesse nominale	3000 tr/min
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	2.06 Ω
Inductance statorique	9.15 mH
Inertie	0.00747 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux	0.0249 Nm/rad/s
Flux des aimants permanents	0.29 Wb
Couple nominal	5.09 Nm

TABLE 3.1: Paramètres des moteurs Leroy-Somer du banc AMPERE

Autres moteurs testés

Le moteur Sanyo utilisé par le banc de SAGEM a les caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	2 kW
Vitesse nominale	3000 tr/min
Nombre de paires de pôles	5
Résistance statorique	0.086 Ω
Inductance statorique	1.04 mH
Inertie	0.000215 kg.m ²
Constante de temps mécanique	0.25 s
Constante de tension Ke	16.4 mV/tr/min
Couple nominal	6.37 Nm

TABLE 3.2: Paramètres du moteur du banc SAGEM

Le moteur de l'EMA a les caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	4kW
Vitesse nominale	1200 tr/min
Nombre de paires de pôles	8
Résistance statorique	1.9 Ω
Inductance statorique	12 mH
Inertie	0.018 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux	0.012 Nm/rad/s
Constante de tension Ke	1.3 V/rad/s
Couple nominal	30 Nm

TABLE 3.3: Paramètres du moteur de l'EMA

Le moteur testé au laboratoire GREEN a les caractéristiques suivantes :

Puissance nominale	2kW
Vitesse nominale	4000 tr/min
Nombre de paires de pôles	4
Résistance statorique	1 Ω
Inductance statorique	31 mH
Inertie	0.0032 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux	0.024 Nm/rad/s
Flux des aimants permanents	0.12 Wb
Couple nominal	5 Nm

TABLE 3.4: Paramètres du moteur testé au laboratoire GREEN

Pour chacun des moteurs, la transposition de la méthode a été très rapide. Ainsi, pour ne pas alourdir la lecture, seuls les résultats du banc du laboratoire AMPERE seront présentés. Les résultats obtenus avec les autres moteurs sont équivalents aux résultats obtenus sur le banc du laboratoire AMPERE.

Benchmark industriel pour capteur logiciel

Une demande industrielle forte est de pouvoir comparer la méthode aux capteurs réels utilisés dans l'industrie. La première idée est de mesurer sur les capteurs « logiciels » les mêmes caractéristiques que pour des capteurs « physiques ». Cependant cette première idée est souvent inapplicable : certaines caractéristiques des capteurs physiques n'ont plus de sens pour les capteurs logiciels. Un travail d'adaptation par une approche comparative a donc été réalisé.

Les capteurs physiques peuvent être caractérisés par les critères suivant :

- linéarité : la *plage de linéarité* est définie par les valeurs pour lesquelles le capteur reste à moins de 5% d'une droite caractéristique moyenne ;
- composante continue : un capteur presque parfait (de caractéristique affine) peut avoir une *composante continue*, caractérisée par une valeur non nulle pour une entrée nulle ;
- sensibilité : le capteur ne devrait être sensible qu'à la grandeur à mesurer, mais en réalité des paramètres extérieurs peuvent influencer (classiquement la température) ;
- comportement dynamique : il se caractérise par un *temps de réponse à 5%* pour le comportement temporel et une *bande passante à -3dB* pour le comportement en fréquence ; il peut éventuellement être aussi associé à un *retard* ;
- bruit de mesure : la valeur à mesurer peut être entachée par un bruit caractérisé

par son *espérance* (ou moyenne), sa *variance* (ou écart-type) et son *spectre*

- hystérésis : la caractéristique mesurée peut avoir des valeurs différentes selon les états précédents du système (phénomène d’hystérésis) ;
- répétabilité : l’erreur de mesure doit être la même si on parcourt plusieurs fois la même trajectoire.

Pour un capteur logiciel, les études de stabilité et de robustesse garantissent la convergence (composante continue nulle, linéarité, hystérésis nulle, comportement dynamique, répétabilité) et la sensibilité (sensibilité aux paramètres, bruit de mesure), dans le cas où le modèle de la machine représente bien la réalité. Il existe cependant toujours des erreurs de modélisation non prises en compte, qui peuvent justifier la mesure de ces critères.

Un cas particulier concerne le test de bande passante. Les capteurs de position physiques ont souvent une bande passante très élevée, qui n’est même pas indiquée dans les datasheet³, mais ils ont cependant une caractéristique de vitesse maximale parfois exprimée en Hz. En revanche, certains composants électroniques de conversion⁴, possèdent eux une bande passante caractéristique due à leur fonctionnement interne. Pour un capteur logiciel, il s’agirait, par analogie, de la bande passante de la boucle PLL dans les méthodes utilisant la saillance (voir état de l’art section 1.4). Un test de bande passante peut donc consister en trois points :

- une mesure de la bande passante du capteur : des excitations sinusoïdales sont appliquées et permettent de tracer le diagramme de Bode, donc d’en déduire la bande passante à -3dB ;
- une mesure de la vitesse maximale : des consignes de vitesse croissantes sont appliquées, avec 10 points par décade, et pour chacune des consignes, la moyenne d’erreur d’estimation de la position sur un temps de régime permanent donné est mesurée ;
- une mesure classique de bande passante d’une boucle PLL.

Dans le cas de ce capteur logiciel, la mesure de sa bande passante est limitée par la propre bande passante de la machine, qui ne permet pas le tracé du diagramme de Bode. De plus, tester une vitesse maximale pour un asservissement de position n’a pas de sens. Enfin, aucune boucle PLL n’est impliquée dans la méthode d’estimation proposée. Par conséquent, aucun test de mesure de bande passante ne peut être effectué.

En conclusion, les tests utilisés pour la validation des observateurs développés dans cette partie définissent un benchmark pour capteur physiques adapté aux capteurs logiciels pour la mesure de la position de la machine synchrone à aimants permanents. Les tests sont réalisés, sauf tests spécifiques, pour une commande en position de la MSAP,

3. Par exemple pour les résolveurs : http://www.micronor.com/products/files/FR90/MDS_FR90.pdf ou <http://www.admotec.com/RO.pdf>

4. Par exemple les convertisseurs résolveurs-numériques voir la datasheet : http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD2S90.pdf

dans deux cas d'utilisation possible : la surveillance de l'état de santé du capteur de position, où la position donnée par l'observateur n'est pas utilisée pour la commande, et la commande sans capteur, où elle l'est. La liste des tests effectués est la suivante :

- un test de suivi de position de référence, permettant de valider la méthode ;
- un test de répétabilité, permettant de vérifier la méthode, et de mesurer les caractéristiques de l'erreur d'estimation ;
- un test de sensibilité au couple de charge ;
- un test de sensibilité aux incertitudes sur les paramètres de la machine ;
- un test de temps de réponse ;
- un test de linéarité et d'hystérésis.

Paramètres de test

La commande de la machine est réalisée par la méthode décrite dans la section 1.3 : deux boucles de commande du courant sont imbriquées dans une boucle de commande de vitesse, puis une boucle de commande de position. La figure 3.4 résume cette commande.

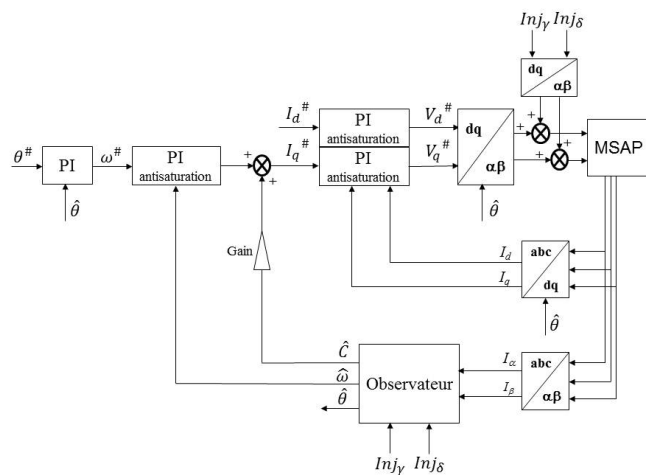


FIGURE 3.4: Commande appliquée

Plus précisément, les correcteurs utilisés pour la commande sont de type Proportionnel-Intégral, avec antisaturation dans le cas des boucles de vitesse et courants. Pour l'observateur avec estimation du couple, une compensation peut éventuellement être effectuée [97].

Le paramétrage du filtre de Kalman est une partie délicate, cependant Bolognani et al. [19] ont proposé une méthode de réglage générique pour les machines synchrones à aimants permanents. Pour différentes machines testées, les paramètres normalisés du

filtre de Kalman (en fonction des paramètres nominaux de la machine) sont tous les mêmes. Un paramétrage « normalisé » est donc proposé, qu'il faut adapter pour chaque machine. Ainsi, pour la machine du banc de test du laboratoire AMPERE, les paramètres nominaux sont rappelés dans la table 3.5.

Puissance nominale	1.6 kW
Vitesse nominale (Ω_n)	3000 tr/min
Courant nominal (I_n)	5.86 A
Couple nominal (C_n)	5.09 Nm

TABLE 3.5: Paramètres nominaux du moteur du banc INSA

Dans le cas sans estimation de couple, les paramètres Q , R et P sont alors donnés d'après [19] par :

$$Q = \begin{bmatrix} 0.023 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.023 \cdot I_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.46 \times 10^{-2} \cdot \Omega_n \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$P = \begin{bmatrix} 0.04 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.04 \cdot I_n & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 71 \times 10^{-6} \cdot \Omega_n \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.023 \cdot I_n & 0 \\ 0 & 0.023 \cdot I_n \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Le paramétrage dans [19] n'incluant cependant pas l'estimation du couple de charge, nous avons proposé un paramétrage pour ce dernier (aucune vérification n'a cependant été faite sur la généralité de ces paramètres). Ainsi, pour l'estimation du couple, les paramètres Q et P (R reste inchangé) sont donnés par :

$$Q = \begin{bmatrix} 0.023 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.023 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.46 \times 10^{-2} \cdot \Omega_n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 100 \cdot C_n \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$P = \begin{bmatrix} 0.04 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.04 \cdot I_n & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 71 \times 10^{-6} \cdot \Omega_n & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.1 \cdot C_n \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Ces paramètres sont utilisés comme réglage de départ pour les essais et peuvent être ajustés selon les tests.

La méthode d'estimation que nous proposons a l'avantage de pouvoir prendre en compte tout type d'injection. En particulier trois type d'injection ont été testés : constante, sinusoïdale et carrée. L'injection constante donne des résultats très rapides mais moins bons que les autres (en particulier le bruit d'estimation est plus important). L'injection carrée donne de très bons résultats pour une injection plus faible mais excite toutes les fréquences, ce qui peut avoir un effet plus important sur la mécanique. Le choix s'est porté sur une injection sinusoïdale qui excite une seule fréquence connue et donne de bons résultats. Ainsi, l'injection utilisée dans les tests est un signal sinusoïdal d'amplitude 30V et de fréquence 400Hz. D'un point de vue théorique, l'observabilité n'est cependant plus garantie lorsque le signal sinusoïdal est nul. Ce problème se résout par la prise en compte de l'échantillonnage. En choisissant une fréquence d'injection et une fréquence d'échantillonnage permettant de prendre un nombre de point non entier, et en décalant l'injection du signal d'un quart de période d'échantillonnage, la non nullité de l'injection peut être obtenue. Enfin, celle-ci est réalisée uniquement sur l'axe γ , afin de minimiser l'impact de l'injection sur la mécanique, raison déjà discutée dans la remarque 3.2.

3.2.4 Résultats expérimentaux

Avant de passer aux essais expérimentaux, les tests ont d'abord été réalisés en simulation. Compte tenu du nombre important de résultats, et de la proximité entre les résultats de simulation et expérimentaux, nous avons choisi de présenter uniquement les résultats expérimentaux. Les tests ont été réalisés sur le banc décrit dans la section précédente, avec une tension de bus de 150V et une limitation du courant de bus de 6A.

Test de suivi : surveillance de l'état du capteur de position

Un profil de consigne de position donné par la figure 3.5 est testé en simulation et sur banc d'essai. L'observateur est utilisé uniquement pour vérifier la position donnée par le capteur.

Les deux observateurs avec et sans estimation du couple de charge donnent les mêmes résultats. La figure 3.6 présente les résultats expérimentaux de l'observateur sans esti-

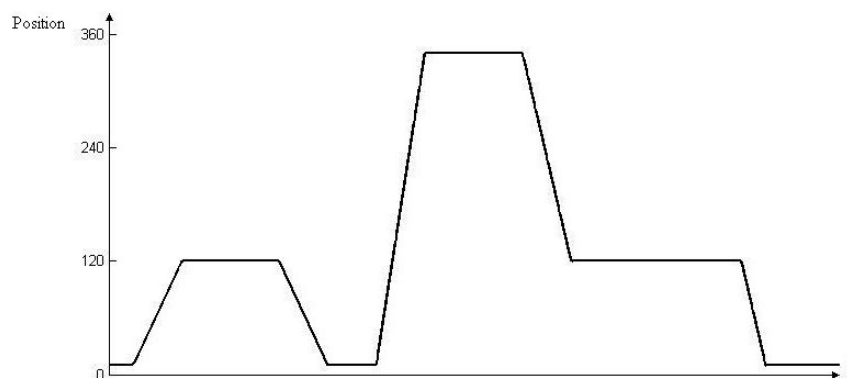
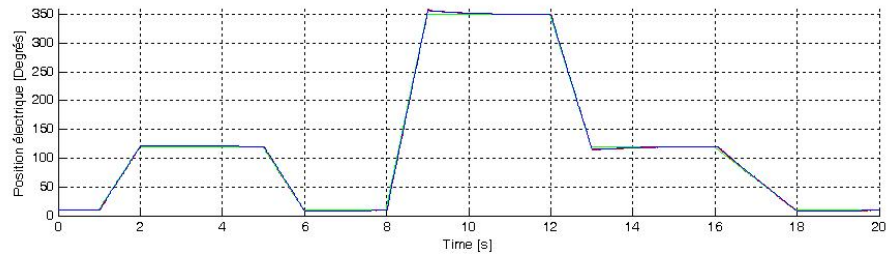


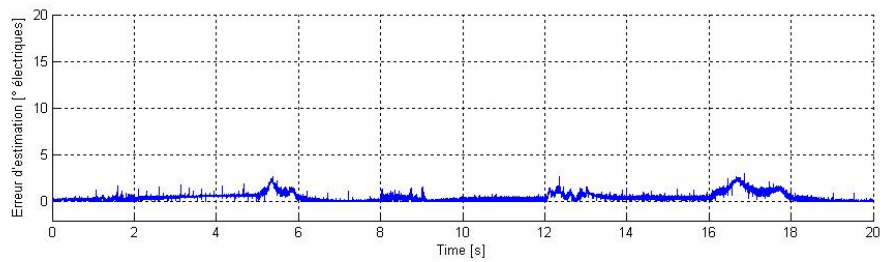
FIGURE 3.5: Benchmark : Test de suivi de position

mation de couple de charge, et la figure 3.7 donne ceux de l'observateur avec estimation du couple de charge. L'observateur suit bien la position mesurée par le capteur (Figs. 3.6a et 3.7a), l'erreur d'estimation de position (Figs. 3.6b et 3.7b) est inférieure à 5 degrés électriques. De même, la vitesse est bien estimée (Figs. 3.6c et 3.7c). La résultante de l'injection sur les courants est entièrement appliquée sur l'axe d (Figs. 3.6d et 3.7d, courbe bleue). Les effets sur la mécanique sont ainsi minimisés. Une différence entre les deux tests est que l'observateur avec estimation du couple de charge semble plus bruité.

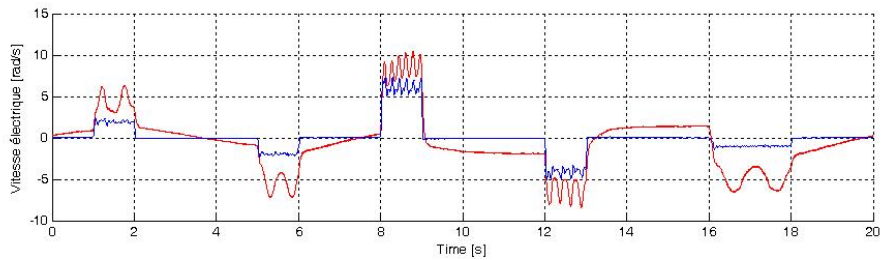
En conclusion du test, en ce qui concerne la surveillance de l'état de santé du capteur de position, les deux méthodes sont équivalentes et donnent des résultats très satisfaisants.



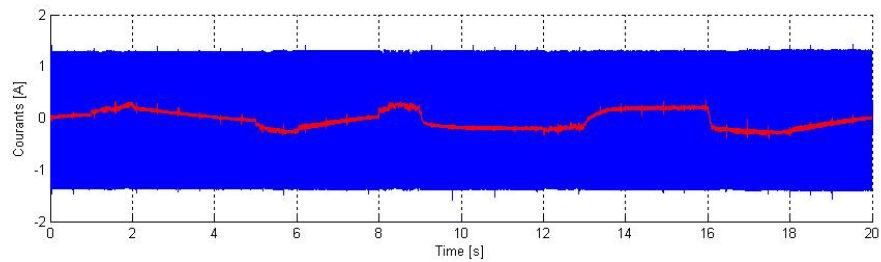
(a) Evolution de la position : position de référence (vert), position réelle (rouge trait plein) et position estimée (rouge trait hachuré)



(b) Erreur d'estimation de position

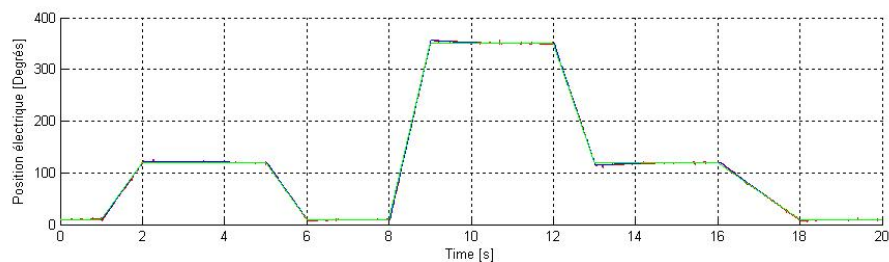


(c) Evolution de la vitesse : vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)

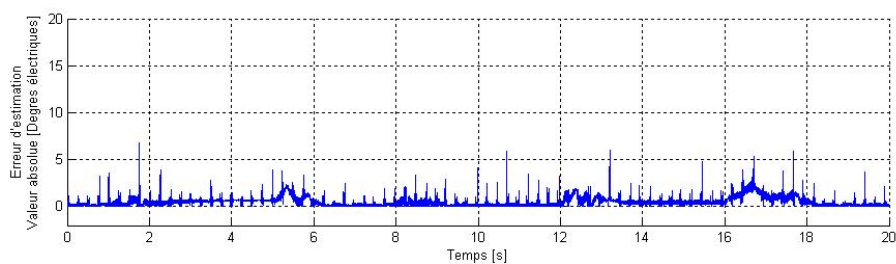


(d) Courants : courant I_d (bleu) et courant I_q (rouge)

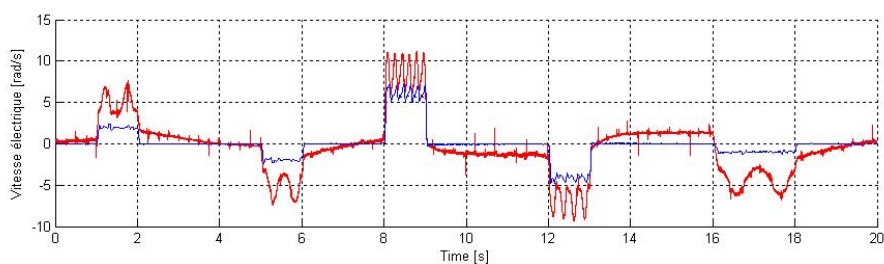
FIGURE 3.6: Test de suivi de position : surveillance du capteur, sans estimation du couple



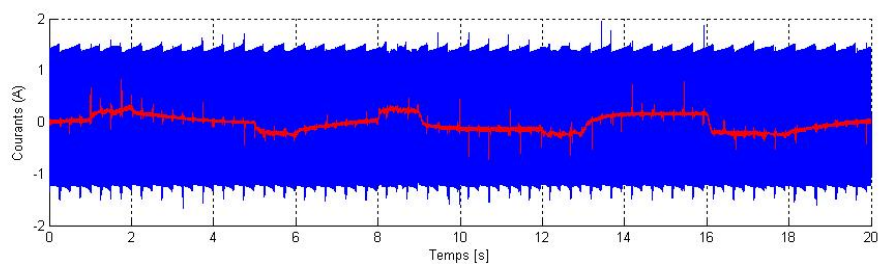
(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position



(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*



(d) Courants : *courant Id (bleu)* et *courant Iq (rouge)*

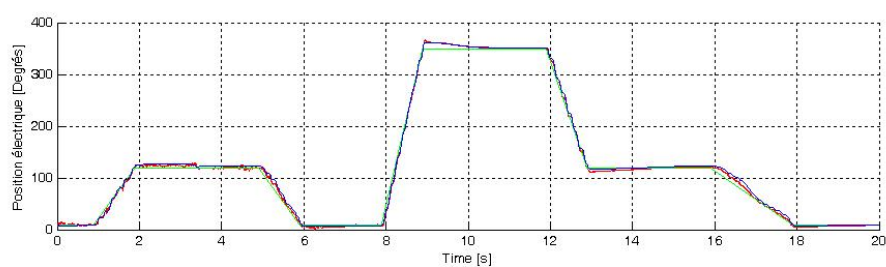
FIGURE 3.7: Test de suivi de position : surveillance du capteur, avec estimation du couple

Test de suivi : commande en position sans capteur

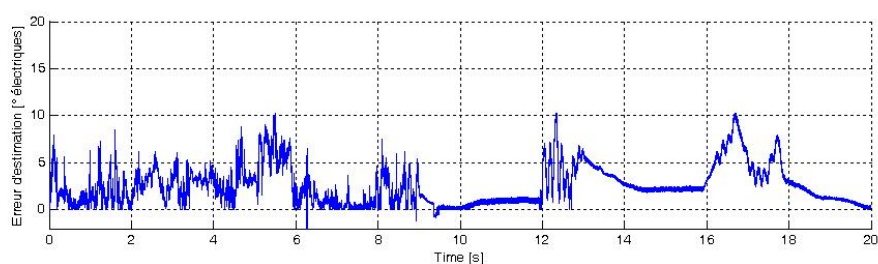
Le profil de consigne de position déjà utilisé pour le test précédent, donné par la figure 3.5, est à nouveau testé, mais ici utilisé pour la commande sans capteur.

Les résultats sont donnés par la figure 3.8 pour l'observateur sans estimation du couple de charge, et la figure 3.9 pour l'observateur avec estimation du couple de charge. La position (Figs. 3.8a et 3.9a) et la vitesse (Figs. 3.8c et Fig. 3.9c) sont, comme pour le test de surveillance du capteur de position, correctement suivies. Cependant l'erreur de position (Figs. 3.8b et 3.9b) est un peu plus importante. Elle est de l'ordre de 10 degrés électriques en régime permanent, au lieu de cinq, et augmente un peu pendant les phases de mouvement. Comme la composante de l'injection (axe γ) ramenée sur l'axe q augmente avec l'erreur d'estimation de position, on constate une augmentation de l'amplitude du courant I_q , en rouge sur les figures 3.8d et 3.9d. En conséquence, les vibrations sont plus importantes.

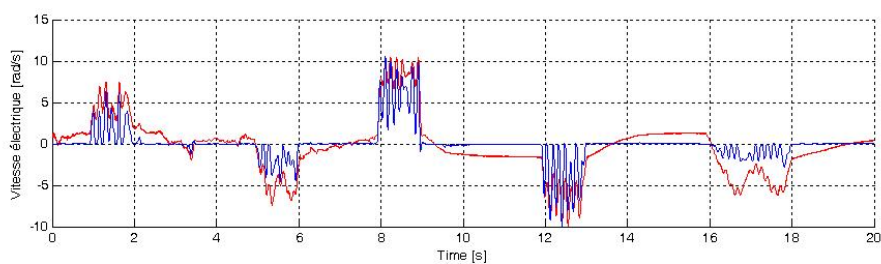
Une remarque concerne l'ajustement de la dynamique des observateurs. La dynamique de la commande, pour le test de l'observateur sans couple de charge, a dû être réglée pour être moins rapide, de manière à éviter les divergences de l'ensemble observateur/commande. En effet, cet observateur est basé sur le modèle simplifié en supposant les variations de vitesse nulles, et ne permet par conséquent pas de prendre en compte l'effet de la mécanique. Pour des variations de vitesse plus importantes et sans toucher au paramétrage de l'observateur, la stabilité de l'ensemble observateur/commande ne peut être garantie qu'en diminuant la dynamique de la commande. Si on veut maintenir une dynamique d'observation rapide, il peut donc être plus intéressant d'utiliser le modèle avec le couple de charge, mais dont l'algorithme d'observation est plus complexe. Un choix doit donc être fait entre un temps de calcul plus faible et une meilleure robustesse de l'observateur, selon les vitesses imposées au moteur. Dans la suite, mis à part le test de robustesse au couple de charge qui permettra de mettre à nouveau en évidence cette remarque, les tests sont menés avec l'observateur avec estimation du couple de charge.



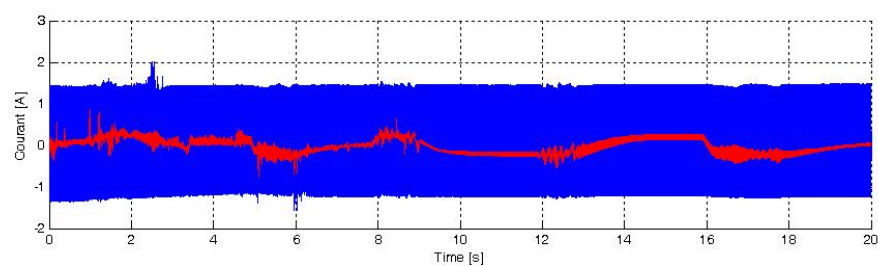
(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position

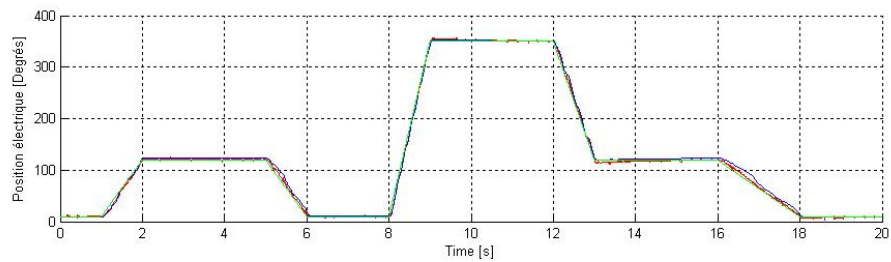


(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*

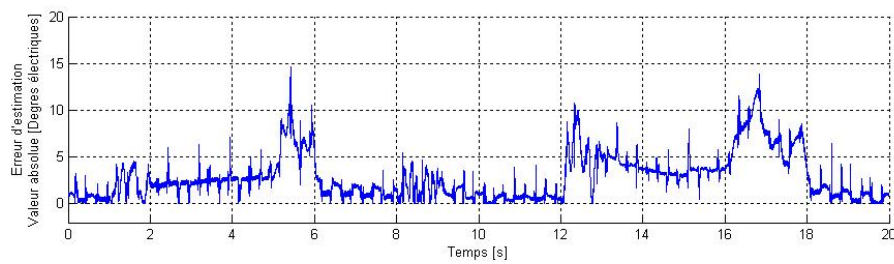


(d) Courants : *courant Id (bleu)* et *courant Iq (rouge)*

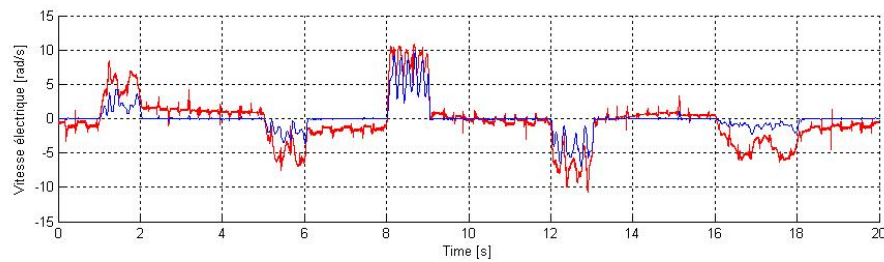
FIGURE 3.8: Test de suivi de position : commande sans capteur sans estimation du couple



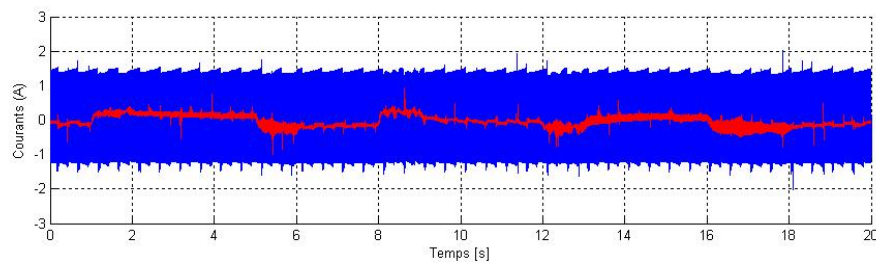
(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position



(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*

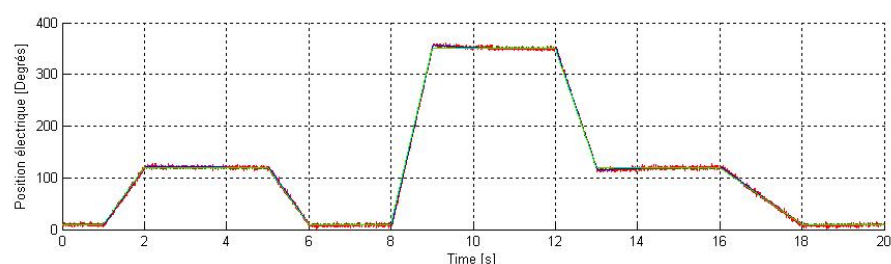


(d) Courants : *courant Id (bleu)* et *courant Iq (rouge)*

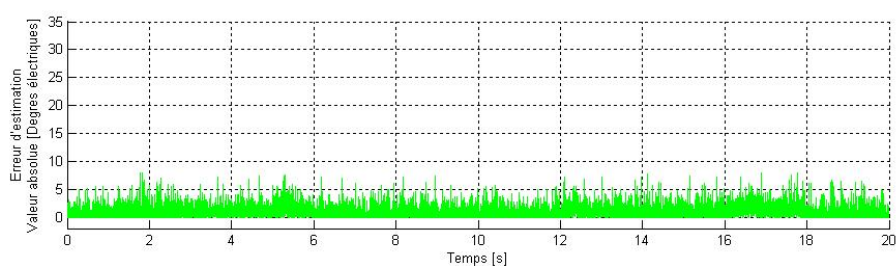
FIGURE 3.9: Test de suivi de position : commande sans capteur avec estimation du couple

Test de répétabilité

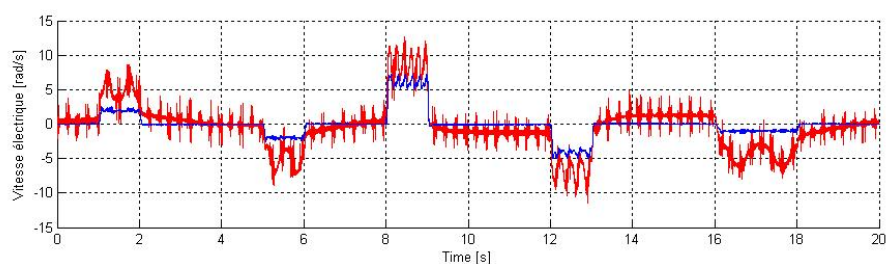
Les tests de suivi précédents sont répétés 30 fois pour vérifier la répétabilité de la méthode. Pour chaque essai sont mesurés le biais du capteur logiciel (erreur d'estimation de la position) et son bruit d'estimation (espérance, variance, spectre). Les résultats des trente essais sont superposés et présentés sur les figures 3.7 (surveillance du capteur de position) et 3.9 (commande sans capteur). Les résultats sont parfaitement répétables et comparables aux résultats présentés pour les deux tests de suivi précédents.



(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*

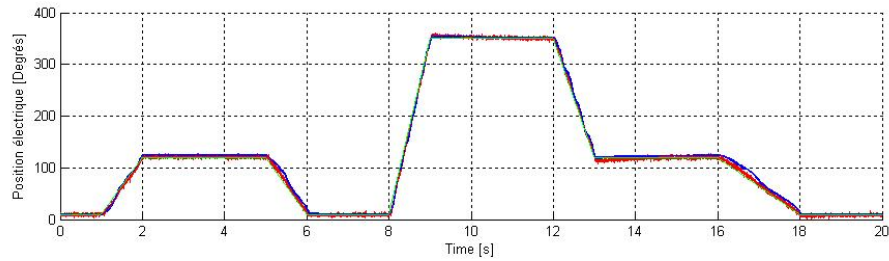


(b) Erreur d'estimation de position

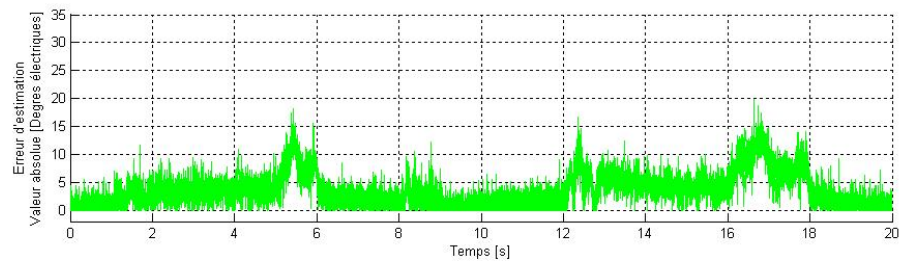


(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*

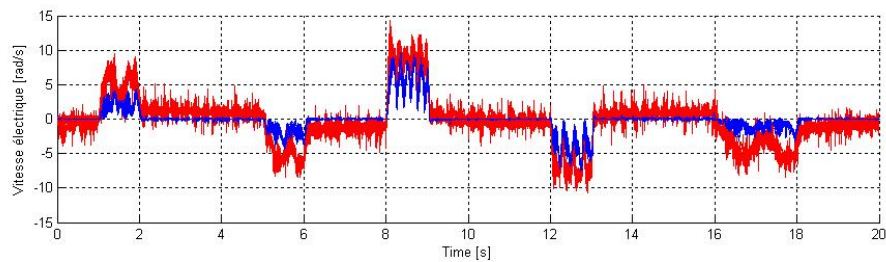
FIGURE 3.10: Test de répétabilité : surveillance du capteur de position



(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position



(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*

FIGURE 3.11: Test de répétabilité : commande sans capteur

En ce qui concerne les caractéristiques du signal d'erreur, des performances analogues sont mesurées. La moyenne de l'erreur est inférieure à 1 degré électrique pour tous les tests de surveillance du capteur de position. Elle est inférieure à 4 degrés électriques pour les tests de commande sans capteur (Fig. 3.13a). De même, la variance de l'erreur d'estimation est d'environ 0.3 degrés électriques pour les tests de surveillance, mais passe à environ 8 degrés électriques pour la commande sans capteur (Fig. 3.13b). Le courant total moyen mesuré pendant tous les tests est cependant identiques pour les deux utilisations, et vaut environ 0.9A. Le surcourant généré par la méthode peut donc être évalué en comparant ce chiffre au courant moyen durant le profil sans injection, qui a été mesuré à 0.17A. Les pertes par effet Joules peuvent donc être comparées. En considérant

la tension du bus, la puissance dissipée par la commande avec capteur est de l'ordre de 25,5W (soit 1.5% de la puissance nominale). Pour la commande sans capteur, elle est de 135W, soit 8% de la puissance nominale. Si l'augmentation est significative, la puissance reste faible, surtout en regard des hypothèses de calcul, la tension moyenne aux bornes du moteur étant plus faible que la tension de bus.

Remarque 3.4 (Remarque sur l'injection en vitesse)

Les études d'observabilité du chapitre 2 ont montré que les modèles 2.4 et 2.6 sont observables sur toute la plage de vitesses en présence d'injection. Cependant, l'injection ajoute du courant dans la machine, et crée de l'échauffement et des vibrations qui sont inutiles pendant les phases de haute vitesse. Par conséquent, il est intéressant de rendre l'amplitude de l'injection modulable avec la vitesse estimée, selon la courbe décrite sur la figure 3.12. L'utilisation d'une telle courbe a déjà été proposée dans [35]. Ainsi, à partir d'une certaine vitesse limite déterminée expérimentalement, l'injection disparaît complètement et l'observateur devient un filtre de Kalman classique utilisé pour la haute vitesse. La pente décroissante entre ω_1 et ω_2 permet une transition douce. Cette modulation de l'injection avec la vitesse ne causant pas de perte d'observabilité, la stabilité du filtre n'est pas affectée.

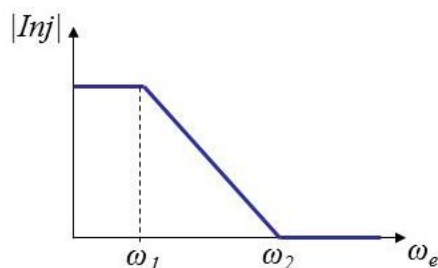
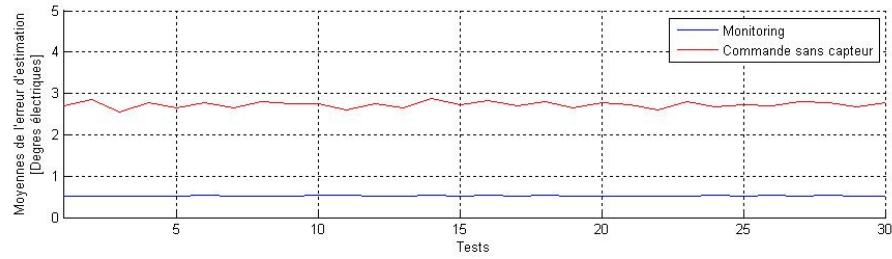


FIGURE 3.12: Transition basse vitesse - haute vitesse

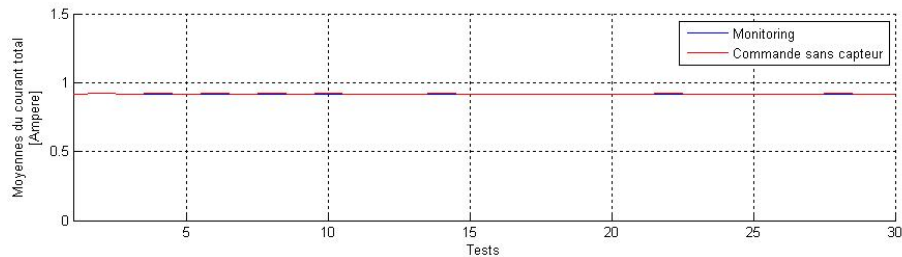
Cette méthode de modulation a été validée expérimentalement.



(a) Moyenne de l'erreur d'estimation par test : *Surveillance (Bleu)* et *Commande sans capteur (Rouge)*



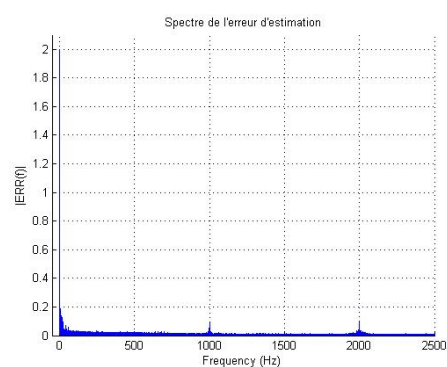
(b) Variance de l'erreur d'estimation par test : *Surveillance (Bleu)* et *Commande sans capteur (Rouge)*



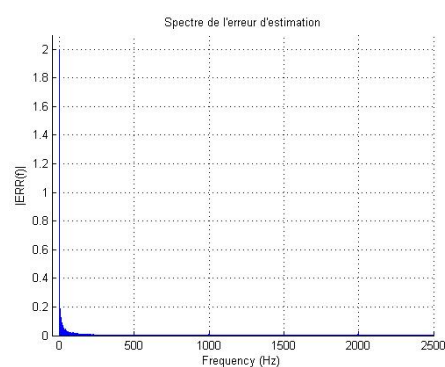
(c) Courant total moyen par test : *Surveillance (Bleu)* et *Commande sans capteur (Rouge)*

FIGURE 3.13: Test de répétabilité : caractéristiques de l'erreur et courant total

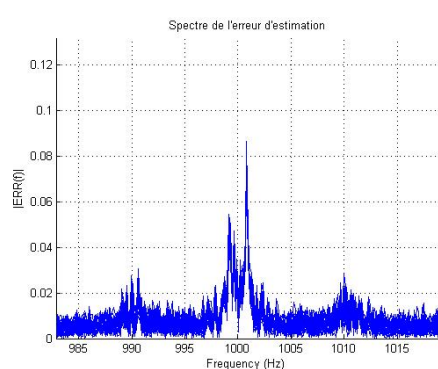
Enfin, le spectre normalisé de l'erreur d'estimation est présenté pour les deux utilisations sur la figure 3.14, avec les courbes des différents tests superposées. La colonne de gauche de la figure concerne la surveillance du capteur de position et celle de droite la commande sans capteur. Dans les deux cas, deux pics d'amplitude sont présents à 1000Hz et 2000Hz. Ces pics représentent environ 5% d'amplitude par rapport au maximum dans le cas de la surveillance du capteur, mais deviennent très faibles voire pratiquement invisibles (inférieure à 1% du maximum) dans le cas de la commande sans capteur.



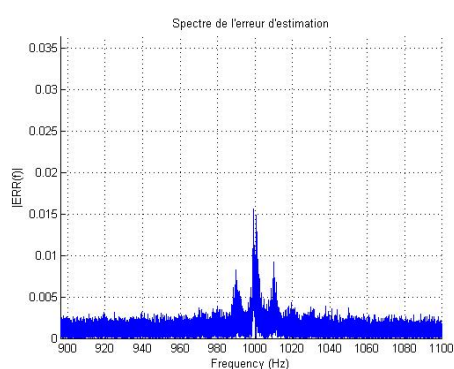
(a) Surveillance du capteur



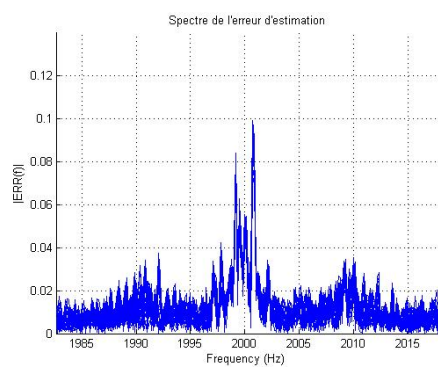
(b) Commande sans capteur



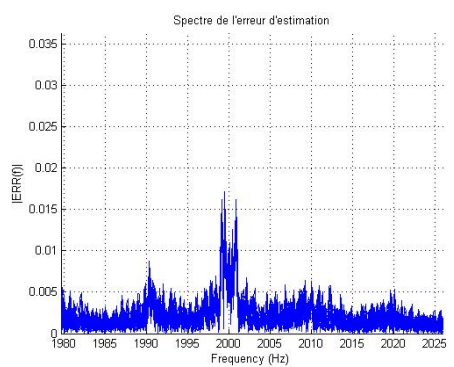
(c) Zoom à 1000Hz



(d) Zoom à 1000Hz



(e) Zoom à 2000Hz



(f) Zoom à 2000Hz

FIGURE 3.14: Test de répétabilité : spectre de l'erreur d'estimation

Test de sensibilité au couple

La machine devant être capable de supporter une charge, la robustesse du capteur logiciel doit être testé vis-à-vis de cette charge. Le test proposé consiste à mesurer la

réponse à un impact de charge lorsque la position est constante, tel que présenté sur la figure 3.15.

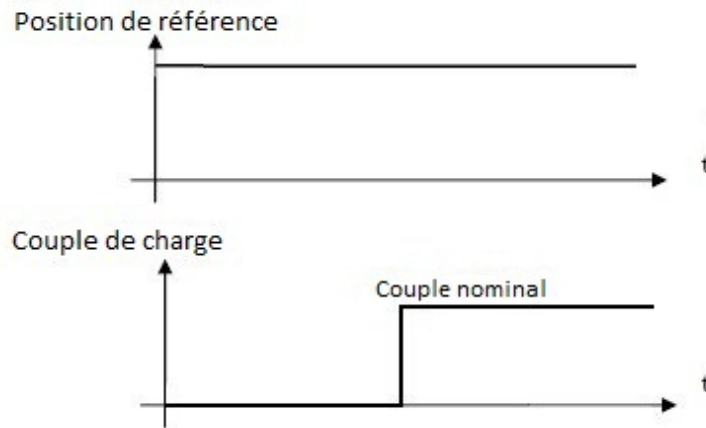
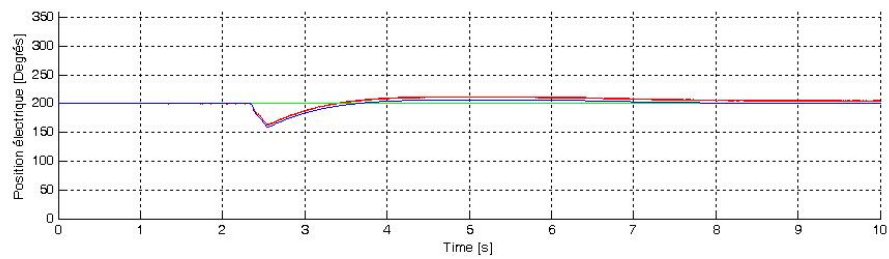


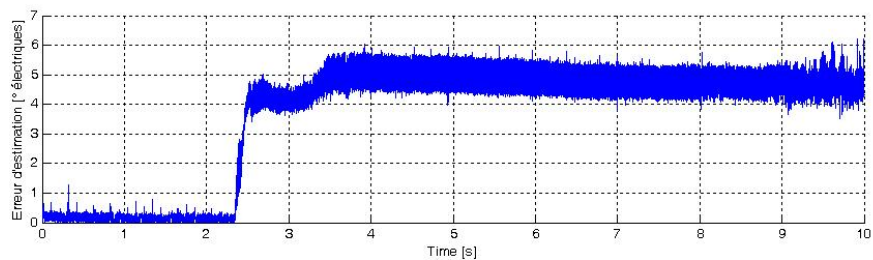
FIGURE 3.15: Benchmark : Maintient en position sous impact de charge

Les deux observateurs avec et sans observation du couple de charge résistent parfaitement à une variation de charge de 100% de la valeur nominale dans le cas de la surveillance du capteur de position. La charge, appliquée à $t = 2.5s$ (respectivement figures 3.18 et 3.16), n'a que peu d'impact sur l'estimation. Elle a pour effet une erreur d'estimation de position légèrement plus élevée, de l'ordre de 5 degrés électriques. Par ailleurs, une erreur statique d'estimation de vitesse non négligeable apparaît (Fig. 3.18c), bien que la charge soit bien estimée (comparée au courant I_q qui a approximativement la même valeur que le couple électromagnétique pour le moteur testé). Dans le cas de la commande sans capteur, un impact de charge de 50% de la valeur nominale reste soutenable pour l'observateur avec estimation de couple (appliquée à l'instant $t = 5s$ sur la figure 3.19), dans les conditions de test proposée. La charge est toujours très bien estimée, mais l'erreur d'estimation de la position est plus importante (elle passe de 10 degrés électriques à environ 20 degrés électriques). L'erreur statique sur l'estimation de la vitesse est également présente. Comme pour le test de suivi, l'observateur sans estimation du couple est moins efficace avec les paramètres d'observateur et de commande fixés, il ne peut soutenir qu'une charge de 25% de la charge nominale.

En conclusion, les deux observateurs répondent mieux au cahier des charges dans le cadre de la surveillance de l'état de santé du capteur de position. Pour la commande sans capteur, une adaptation de la dynamique de la commande est nécessaire. Cette adaptation est moins essentielle pour l'observateur avec estimation du couple, mais il est évident que cet algorithme, plus complexe, engendre un temps de calcul supplémentaire.

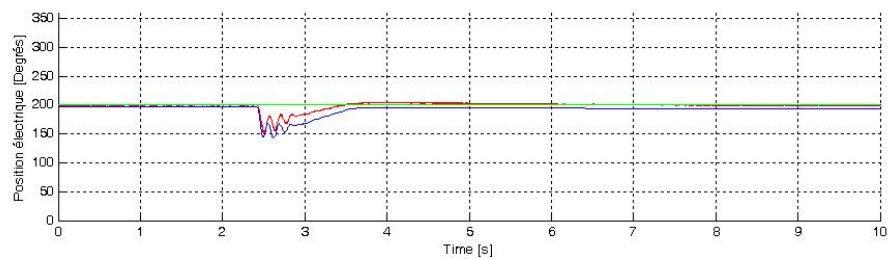


(a) Evolution de la position : référence (vert), réelle (bleu) et estimée (rouge)

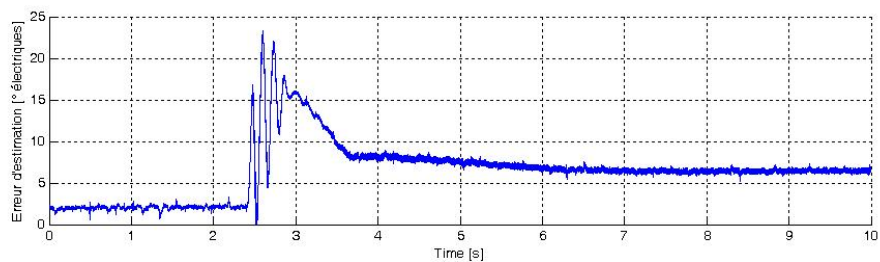


(b) Erreur d'estimation de position

FIGURE 3.16: Test de robustesse au couple : surveillance du capteur, sans estimation de couple

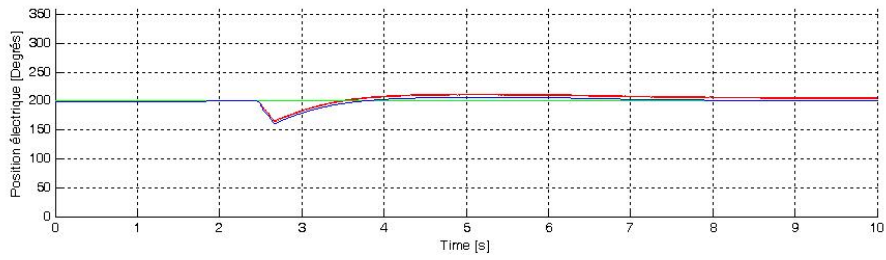


(a) Evolution de la position : référence (vert), réelle (bleu) et estimée (rouge)

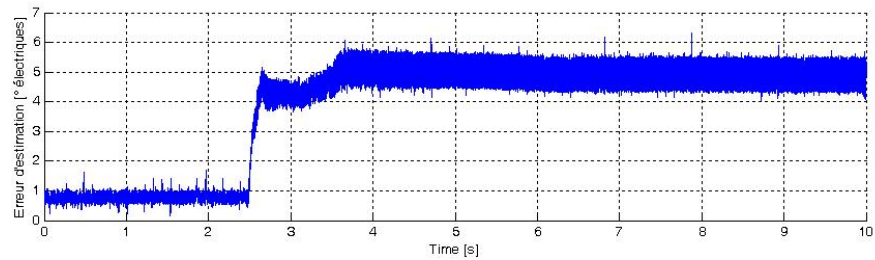


(b) Erreur d'estimation de position

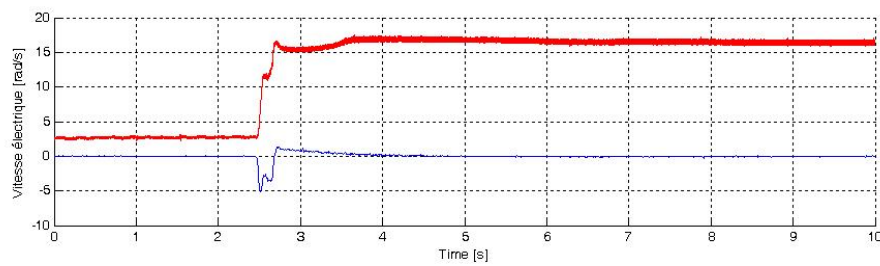
FIGURE 3.17: Test de robustesse au couple : commande sans capteur sans estimation de couple



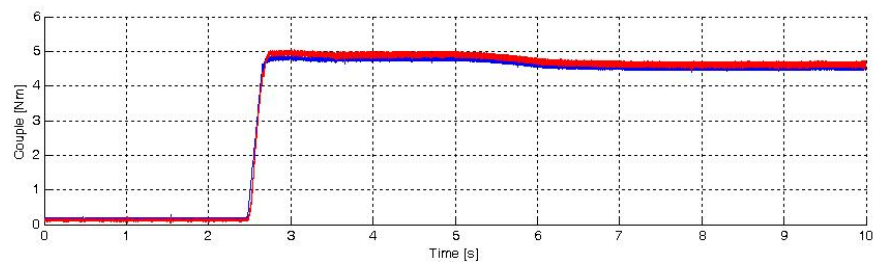
(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position

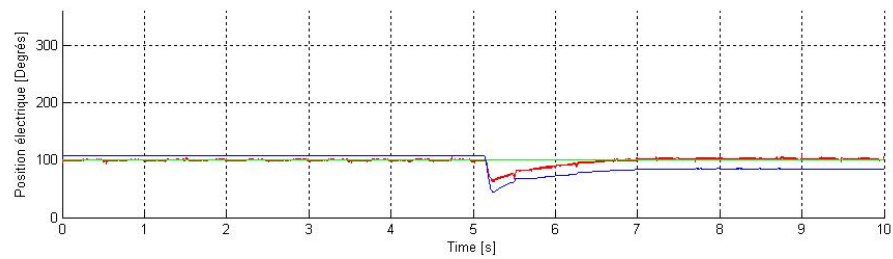


(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*

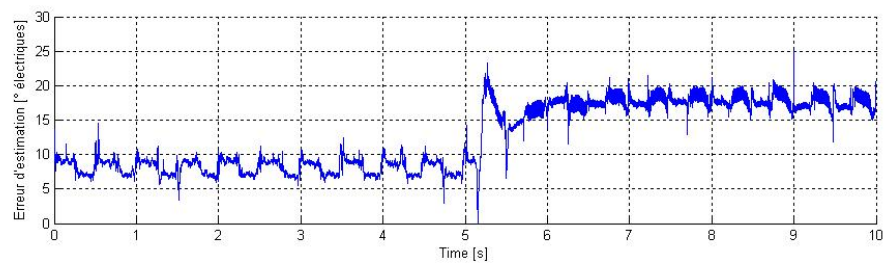


(d) Evolution du couple de charge : *Courant I_q réel (bleu)* et *Couple estimé (rouge)*

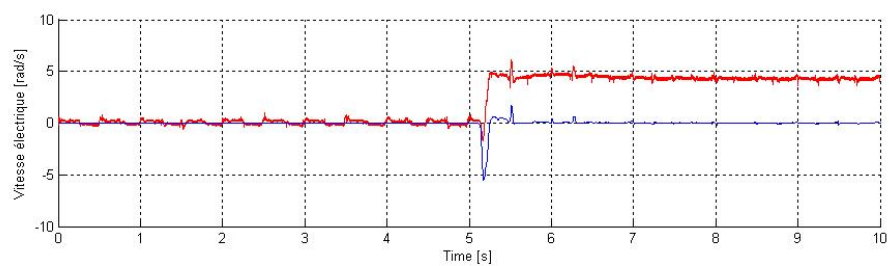
FIGURE 3.18: Test de robustesse au couple : surveillance du capteur, avec estimation de couple



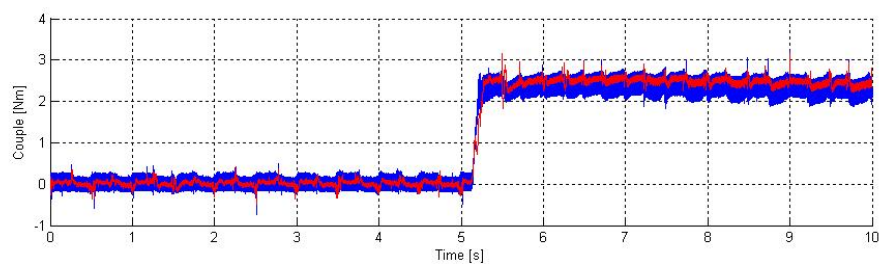
(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleu)* et *position estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position



(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*



(d) Evolution du couple de charge : *Courant I_q réel (bleu)* et *Couple estimé (rouge)*

FIGURE 3.19: Test de robustesse au couple : commande sans capteur avec estimation de couple

Test de sensibilité aux incertitudes paramétriques

L'impact des paramètres nécessaires au fonctionnement du capteur logiciel est évalué en considérant ceux-ci comme mal connus. Le profil de position testé pour le suivi de position est rejoué, avec les paramètres erronés, pour l'observateur avec estimation du couple de charge. Les principaux paramètres à prendre en compte sont les paramètres électriques. Est donc considéré :

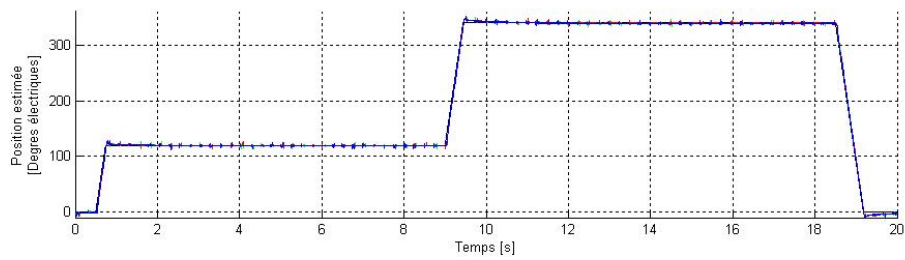
- une erreur de $\pm 50\%$ de l'estimation de la résistance statorique ;
- une erreur de $\pm 20\%$ de l'estimation de l'inductance statorique ;
- une erreur de $\pm 15\%$ de l'estimation de flux permanent.

Comme les paramètres mécaniques sont également utilisés pour l'observation, il faut également considérer :

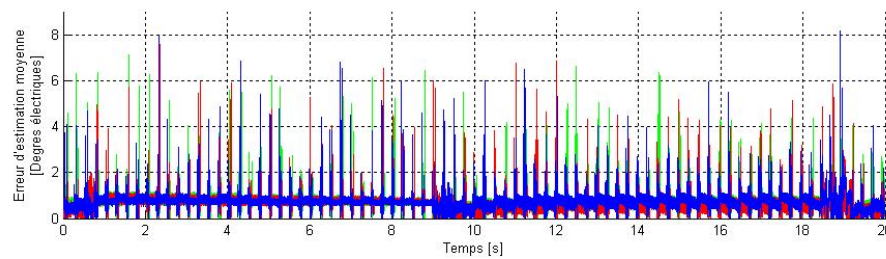
- une erreur de $\pm 50\%$ de l'estimation de l'inertie ;
- une erreur de $\pm 50\%$ de l'estimation des frottements visqueux.

Dans tous les cas, le profil obtenu est comparé au fonctionnement avec les paramètres nominaux.

Les résultats des tests expérimentaux de sensibilité aux incertitudes de paramètres ne montrent pas de problèmes particulier. La variation par rapport à la référence est très faible, comme par exemple pour la résistance statorique (Figs. 3.20 et 3.21). Les conclusions pour les autres incertitudes paramétriques sont les mêmes (l'ensemble des courbes de résultats pour ce test peut être trouvé en annexe C). Cette très bonne robustesse à une mauvaise estimation des paramètres est un point très positif pour le capteur logiciel développé.

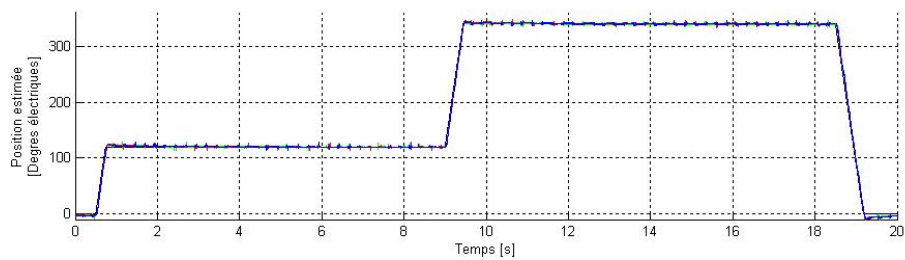


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

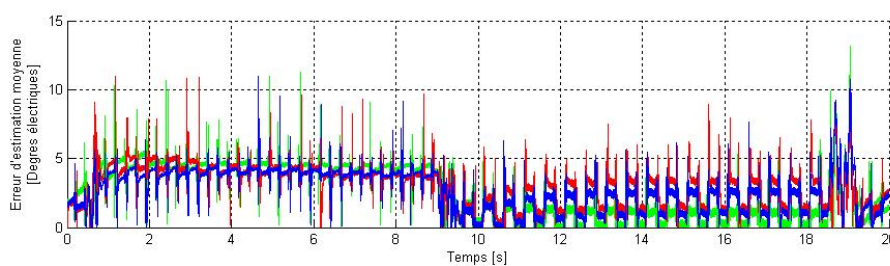


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

FIGURE 3.20: Robustesse aux incertitudes de R_s : surveillance du capteur



(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)



(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

FIGURE 3.21: Robustesse aux incertitudes de R_s : commande sans capteur

Test de temps de réponse

Une position du moteur étant fixée, le capteur logiciel est initialisé avec des erreurs initiales successives de 30° , -30° , 60° , -60° , 90° , -90° (valeurs arbitraires). Le temps de réponse à 5% du capteur logiciel (par rapport à l'erreur d'estimation initiale) est mesuré pour chaque position initiale. Ce test doit être effectué sans que le capteur logiciel soit impliqué dans la boucle de commande, pour ne pas mesurer le temps de réponse des autres composantes du système.

Les temps obtenus pour la convergence de l'observateur avec estimation du couple sont présentés dans le tableau 3.6. Ces temps de convergence dépendent de l'erreur initiale mais sont très faible pour toutes les valeurs testées. En particulier, l'adjonction d'une méthode d'estimation initiale de la position (comme par exemple celle de [41]) permet de donner une première estimation de la position à 30° près. Cet ajout permettrait donc d'avoir toujours un temps de convergence de l'ordre de la milliseconde.

Erreur initiale	Temps de réponse
-90°	10ms
-60°	3ms
-30°	1ms
30°	1ms
60°	3ms
90°	3ms

TABLE 3.6: Temps de réponse de la méthode

Les figures correspondantes peuvent être trouvées en annexe C.

Test de linéarité et d'hystérésis

Un capteur logiciel n'est a priori pas un capteur linéaire (en particulier ici pour des observateurs construits autour de modèles non linéaires). On peut cependant essayer de mesurer certaines non-linéarités inhérentes à la machine (par exemple l'effet d'une saillance variant avec la position) en appliquant des échelons successifs de 5 degrés électriques de 0 à 360° . Des échelons de -5 degrés électriques de 360 à 0° (figure 3.22) permettront de voir éventuellement l'effet d'une hystérésis (pouvant par exemple être causée par un couple de détente). Les échelons sont appliqués suffisamment longtemps pour voir le régime permanent s'appliquer.

Appliqué à l'observateur avec estimation du couple, le test ne montre pas de nonlinéarité pour la surveillance du capteur de position (Fig. 3.23). L'erreur reste constamment

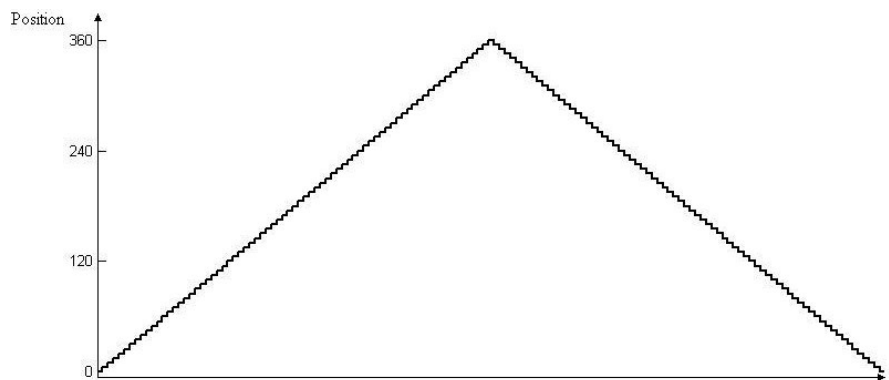
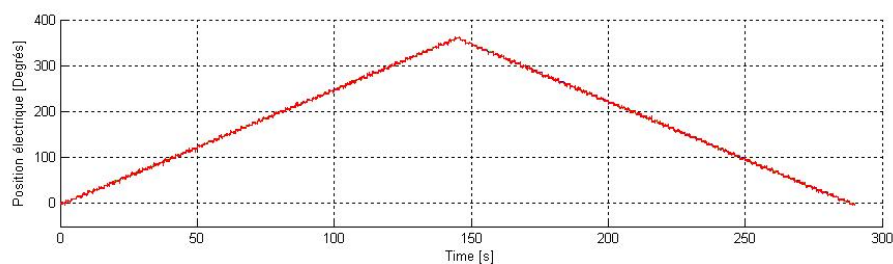
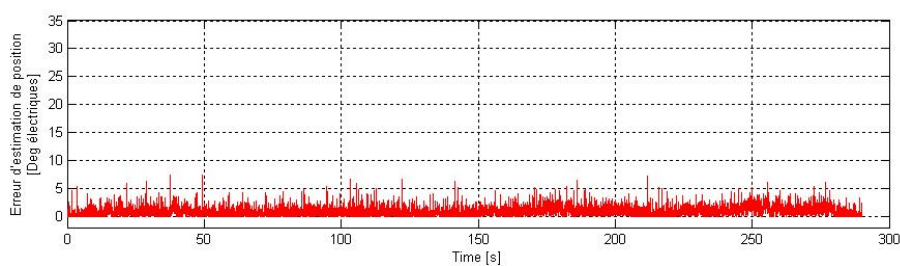


FIGURE 3.22: Benchmark : Test de linéarité et d'hystérésis

inférieure à 5 degrés électriques, quelque soit la position de la machine. Avec le test de commande sans capteur, l'erreur est un peu plus importante (Fig. 3.24), ce qui est conforme aux tests de suivi. Par contre, l'erreur d'estimation semble dépendre légèrement de la position, mais reste comme pour les tests de suivi inférieure à 10 degrés électriques.

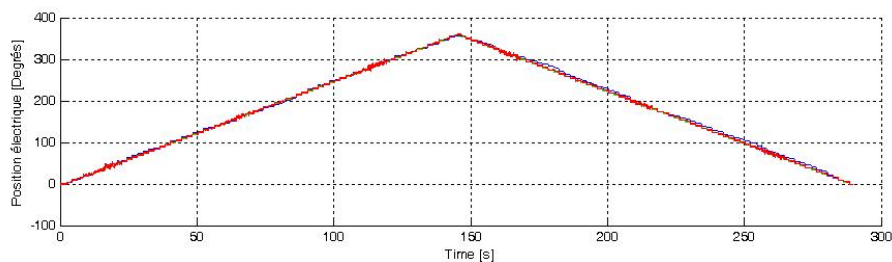


(a) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (rouge trait plein)* et *position estimée (rouge trait hachuré)*

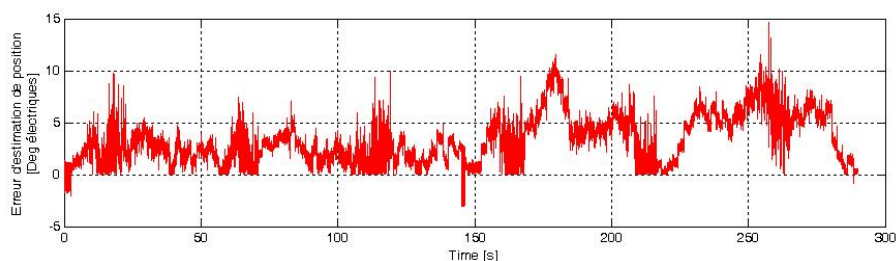


(b) Erreur d'estimation de position

FIGURE 3.23: Test de linéarité et hystérésis : surveillance du capteur



(a) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (rouge trait plein) et position estimée (rouge trait hachuré)*



(b) Erreur d'estimation de position

FIGURE 3.24: Test de linéarité et hystérésis : commande sans capteur

3.3 Comparaison avec les méthodes basées sur la saillance

Si la méthode proposée dans ce chapitre ressemble aux méthodes existantes basées sur la saillance, elle diffère sur un grand nombre de points :

- l'injection ne peut se faire que dans le repère γ - δ estimé et la mesure des courants dans le repère α - β ;
- la méthode ne repose pas sur un phénomène électrique (courant dû à la saillance), mais sur un phénomène mécanique (mouvement dû aux vibrations) : elle est donc valable à la fois pour les machines saillantes et non saillantes ;
- aucune démodulation ou traitement des signaux n'est nécessaire avant l'estimation ;
- le signal d'injection n'est pas forcément un signal sinusoïdal.

Cette nouvelle méthode est donc plus générale que les méthodes basées strictement sur l'anisotropie du rotor. Pour s'en convaincre, des tests comparatifs sont effectués entre la méthode proposée et les méthodes classiques. Il s'agit d'un test de convergence de la méthode avec une erreur d'estimation initiale donnée. Les tests sont effectués pour une machine saillante et une machine non saillante, et pour un rotor bloqué physiquement (impossible de mettre en vibration) et un moteur non bloqué. Ils sont effectués en simulation plutôt que sur les bancs afin d'éliminer les effets de saturation, les effets potentiels de l'onduleur, ... Le moteur à pôles lisses utilisé en simulation est celui du

banc du laboratoire Ampère présenté dans la section 3.2.3. Pour la machine saillante, les mêmes paramètres sont utilisés, mais une saillance est créée artificiellement en modifiant la valeur de L_d par $L_d = 1.5 \cdot L_q$. La méthode classique utilisée est une injection sur l'axe γ de la machine, puis une démodulation synchrone et une PLL, comme résumée au paragraphe 1.4.3. La tension d'injection est identique dans les deux cas : sinusoïdale d'amplitude 50V et de fréquence 500Hz.

Les figures suivantes montrent l'erreur d'estimation de la position lors de tests en simulation pour les quatres cas de test proposés :

1. la machine est non saillante et la position est estimée par une méthode classique, les deux configurations rotor bloqué et non bloqué sont testées (Figure 3.25a) ;
2. la machine est non saillante et la position est estimée par notre méthode, les deux configurations rotor bloqué et non bloqué sont testées (Figure 3.25b) ;
3. la machine est saillante et la position est estimée par une méthode classique, les deux configurations rotor bloqué et non bloqué sont testées (Figure 3.25c) ;
4. la machine est saillante et la position est estimée par notre méthode, les deux configurations rotor bloqué et non bloqué sont testées (Figure 3.25d).

La méthode classique est incapable de fonctionner sur des machines non saillantes (Figure 3.25a), mais la mécanique n'a que peu d'impact sur elle (Figure 3.25c). A contrario la méthode proposée fonctionne à la fois pour les machines saillantes et non saillantes lorsque le rotor du moteur n'est pas bloqué (courbe rouge, figures 3.25b et 3.25d). De plus, la figure 3.25d montre que la méthode proposée est a fortiori capable de remplacer la méthode classique si l'observateur choisi est suffisamment robuste. En effet, le modèle de machine non saillante avec injection peut être considéré comme un modèle de machine saillante avec injection dont une des valeurs d'inductance est mal estimé. Ce dernier modèle étant observable, l'observateur n'a aucun mal à converger. Enfin, il faut remarquer que la méthode proposée ne fonctionne pas pour une machine non saillante complètement bloquée (courbe bleue Fig. 3.25b) sachant que cette condition limitative de rotor bloqué n'est en pratique presque jamais atteinte, par l'existence de jeux dans la mécanique, alors qu'une absence de saillance, ou tout du moins une saillance trop faible pour être mesurée ou utilisée, peut être constatée sur des modèles de moteurs. La méthode proposée est donc plus générale que les méthodes classiques, en prenant en compte pratiquement tous les types de moteurs.

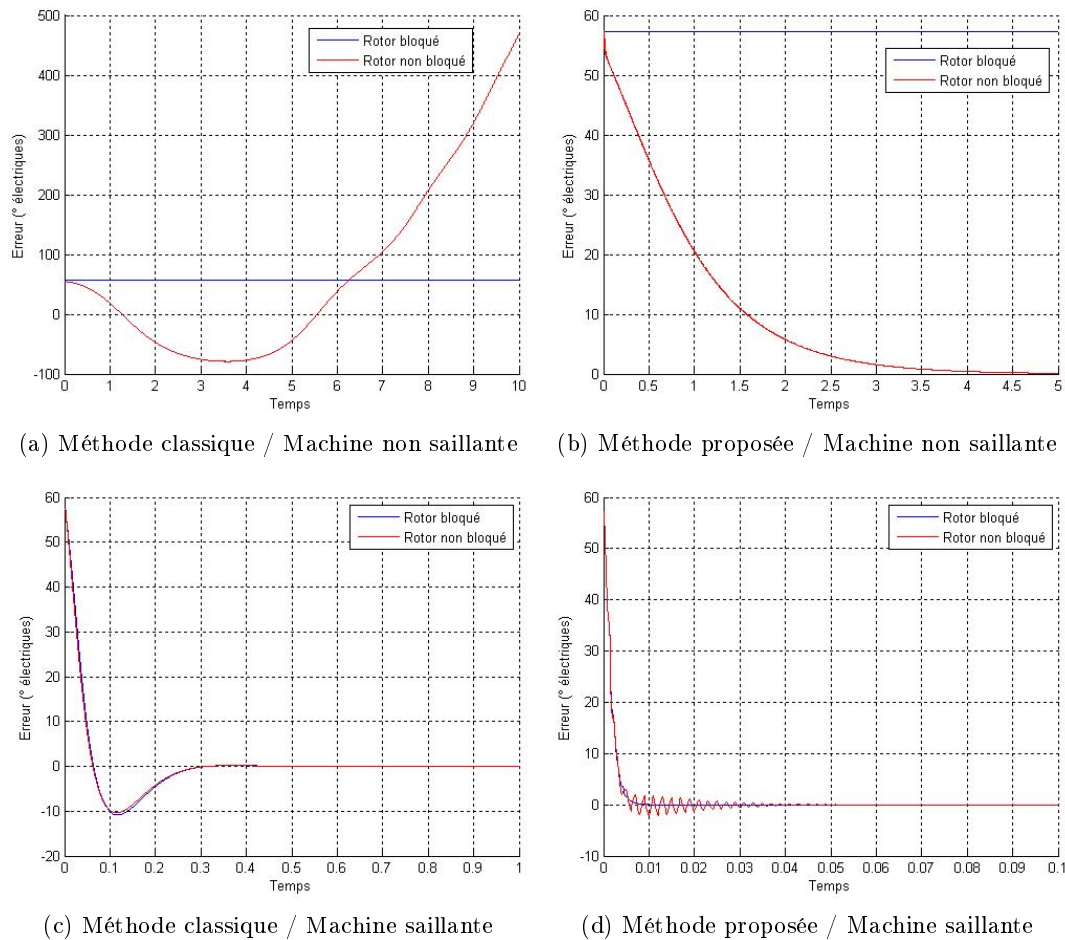


FIGURE 3.25: Effet du blocage du rotor sur la méthode classique et la méthode proposée

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode d'estimation de la position a été proposée pour les MSAP à pôles lisses ou saillants, à vitesse faible ou à l'arrêt. Cette méthode repose sur l'utilisation d'observateurs capables de mesurer l'effet mécanique causé par l'injection de certains signaux, et notamment basés sur les modèles développés prenant en compte cette injection. Deux observateurs ont été synthétisés à partir de ces modèles, ayant pour différence d'estimer ou non le couple de charge appliqué. L'observateur choisi pour l'implémentation et la validation de la méthode est un filtre de Kalman étendu. Un nombre important de tests a été réalisé en simulation, mais surtout expérimentalement sur différents bancs, dont l'un développé dans le cadre de la thèse. Les principaux résultats ont pu être reproduits sur ces différents bancs. Ainsi, les premiers résultats expérimentaux

ont montré des performances globalement très bonne (erreur d'estimation de la position inférieure à 5° électriques à vide et un peu plus importante en charge), notamment pour la surveillance du capteur. On peut remarquer qu'en présence d'un couple de charge, l'estimation de ce dernier est nécessaire pour ne pas dégrader la dynamique de l'ensemble observateur/commande. Une autre remarque concerne l'estimation initiale de la position. La convergence de l'observateur peut en effet se faire vers deux points d'équilibre [11]. Pour contrer cette mauvaise convergence éventuelle, une estimation initiale de la position est réalisée. En particulier, la méthode donnée dans [41] a été validée sur les bancs de test. Enfin, afin de caractériser les propriétés « physiques » (répétabilité, temps de réponse, linéarité, hystérésis,...) du capteur logiciel permettant une comparaison avec les capteurs mécaniques usuels, une procédure de test a été mise en oeuvre sur les différents moteurs étudiés, et les performances obtenues ont été similaires. Cette dernière remarque montre la généralité de la méthode proposée.

Même si les performances obtenus par le capteur logiciel sur ce benchmark sont très bonnes, elles ne peuvent évidemment pas égaler celles d'un capteur physique, puisque le capteur en fait utilisé est la machine, qui n'a pas été conçue dans le but de la commande sans capteur. Il est notamment nécessaire pour la méthode de procéder à une injection permanente de tension, qui résulte dans un courant plus important et donc un échauffement prolongé de la machine. La puissance dissipée reste cependant faible par rapport à la puissance de la machine. On retrouve ici un problème des méthodes par injection de signaux, qui cherchent à minimiser le courant à injecter en augmentant la saillance de la machine. Par rapport à ces méthodes usuelles, celle qui a été développée ici a cependant l'avantage de fonctionner sur tous les types de machine, quelque soit leur saillance. Pour réduire les effets de l'injection, non nécessaire en dehors de la faible vitesse, nous avons validé une procédure de transition rendant l'injection modulable en fonction de la vitesse. Cette procédure permet potentiellement une extension simple de l'observateur aux applications d'asservissement de vitesse.

Dans l'optique de la commande en vitesse des MSAP, nous allons développer deux observateurs dans le chapitre suivant. Ces observateurs innovent par la prise en compte de toute la gamme de moyenne et haute vitesse, et sont donc applicable pour la commande en vitesse de la machine.

Chapitre 4

Observateurs dédiés à la commande en vitesse de la machine

Sommaire

4.1 Observateur LPV synthétisé par approche robuste	93
4.1.1 Synthèse robuste d'observateurs LPV	93
Cadre : l'approche polytopique	93
Problème de synthèse d'observateur LPV polytopique	94
Synthèse d'observateur LPV via la mise sous contraintes LMI	96
4.1.2 Application à la MSAP	97
Application de la méthode de calcul du gain	98
4.1.3 Test de faisabilité	98
4.1.4 Résultats expérimentaux	100
Test de suivi de profil de vitesse	100
Test de robustesse au couple	100
Test de robustesse aux variations de paramètres	100
4.1.5 Synthèse des résultats	109
4.1.6 Synthèse sur l'observateur LPV	109
4.2 Observateur adaptatif basé sur les modes de glissement d'ordre supérieur	110
4.2.1 Principe des observateurs à modes de glissement	110
Observateurs à modes de glissement	110
Modes glissants d'ordre supérieur	111
4.2.2 Observateur-Dérivateur adaptatif	111
Observateur de FEM	112
Stabilité de l'observateur et calcul des gains adaptatifs	113
Dérivateur adaptatif	114

4.2.3	Paramètres de test	115
4.2.4	Résultats expérimentaux	115
	Test de suivi de consigne de vitesse	115
	Test de robustesse à la charge	118
4.2.5	Synthèse sur l'observateur adaptatif	119
4.3	Conclusion	119

La méthode proposée au chapitre précédent est principalement dédiée à la commande en position de la machine, où les vitesses sont très faibles ou nulles. Nous nous intéressons dans ce chapitre aux applications de la commande en vitesse non nulle. La section 1.4 fournit de nombreux exemples de telles méthodes, mais dans ce chapitre, deux nouvelles approches sont étudiées.

La première méthode proposée permet la synthèse d'un gain pour un observateur LPV de MSAP, qui garantit la stabilité de l'observateur pour une plage de vitesse donnée. Il s'agit d'une première application de la théorie sur l'estimation robuste des systèmes incertains pour une MSAP, développée à la suite de travaux réalisés au sein du laboratoire AMPERE [15]. La vitesse de rotation du moteur peut en effet être vue comme un paramètre incertain, ce qui permet de considérer une approche polytopique et des outils de synthèse associés.

La seconde méthode proposée repose sur l'utilisation d'un observateur à modes de glissement à gains adaptatifs. Si les observateurs à modes de glissement ont déjà été proposés pour la commande sans capteur de MSAP, ils se révèlent très dépendants des conditions de fonctionnement de la machine. L'application d'un algorithme super-twisting adaptatif [83] permet l'adaptation du gain selon la vitesse de la machine. On peut alors garantir une meilleure performance de l'observation sur toute la plage de vitesse.

4.1 Observateur LPV synthétisé par approche robuste

Les observateurs linéaires, comme les observateurs de Luenberger, sont simples à implémenter. Une des principales contraintes de ces observateurs est cependant de bien choisir le gain, pour obtenir à la fois la convergence et la robustesse de l'observation. Comme expliqué au chapitre 1.4, le problème se pose en plus pour la MSAP de la dépendance de la dynamique du système à la vitesse de la machine. Cette section propose l'application d'une méthode de synthèse d'observateurs robustes pour la MSAP, développée au sein du laboratoire AMPERE [15]. Il s'agit d'une première application de la théorie sur l'estimation robuste des systèmes incertains pour une MSAP. En effet, pour le modèle LPV de la MSAP, la vitesse de rotation du moteur peut être vue comme un paramètre incertain, puisque seule l'estimée est connue. Connaissant les plages de variation de la vitesse, l'approche polytopique peut être considérée, et par ce biais des outils de synthèse sous contrainte LMI peuvent être utilisés. Ces outils permettent notamment de garantir la minimisation d'un critère choisi (ici un critère de type H_2). Après une présentation de la méthode, des résultats expérimentaux viennent valider cette approche.

4.1.1 Synthèse robuste d'observateurs LPV

Cadre : l'approche polytopique

Pour les systèmes linéaires à paramètres variants, le paramètre variant peut être incertain. La représentation d'état du modèle du système peut alors être décrite comme dépendant linéairement de paramètres incertains appartenant à un polytope (c'est à dire à un ensemble convexe défini par ses sommets). Cette représentation permet en outre de décrire plusieurs incertitudes paramétriques à la fois, et de manière générale elle se met sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) & \tilde{B}(\lambda) \\ \tilde{C}(\lambda) & \tilde{D}(\lambda) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

avec

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) & \tilde{B}(\lambda) \\ \tilde{C}(\lambda) & \tilde{D}(\lambda) \end{bmatrix} = \sum_i \lambda_i \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix}, \quad \sum_i \lambda_i = 1 \quad \lambda_i \geq 0$$

x est l'état du système, y sa sortie, u la commande, z les états à estimer et w les entrées non mesurées (qui peuvent être utilisées ici pour modéliser des bruits sur l'état, sur la mesure, ...)

Dans la suite de cette section, l'étude est limitée au cas où seule la matrice dynamique $\tilde{A}(\lambda)$ dépend du paramètre λ . Cette limitation est cohérente avec les modèles LPV de

MSAP présentés dans le chapitre 2. La représentation devient alors :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) & \| & B_w & B_u \\ C_z & \| & 0 & 0 \\ C_y & \| & D_y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

avec

$$\tilde{A}(\lambda) = \sum_i \lambda_i A_i, \quad \sum_i \lambda_i = 1, \quad \lambda_i \geq 0$$

Cette approche polytopique nous permet de proposer des méthodes de synthèse dans le cas où la représentation d'état dépend linéairement d'un ou plusieurs paramètres incertains. En effet, on peut limiter la synthèse des gains aux seules conditions sur les sommets. La suite de cette section résume cette manière simple de synthétiser ces observateurs, détaillée dans [38].

Problème de synthèse d'observateur LPV polytopique

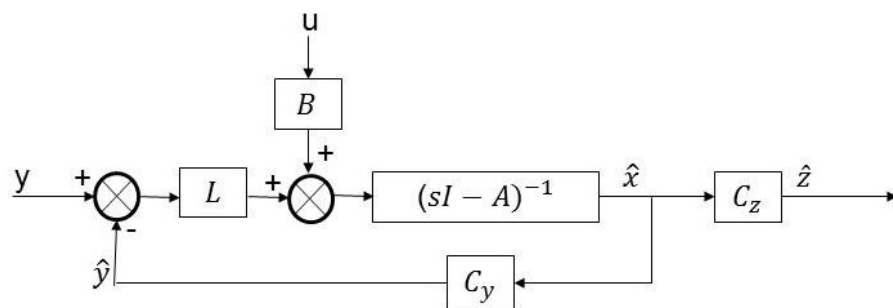
Dans le cas nominal (approche linéaire classique), la structure d'un observateur est donnée par la représentation d'état (4.3) (avec L le gain de l'observateur). La figure 4.1a permet de schématiser cette représentation.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \hat{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - LC_y & \| & L & B_u \\ C_z & \| & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

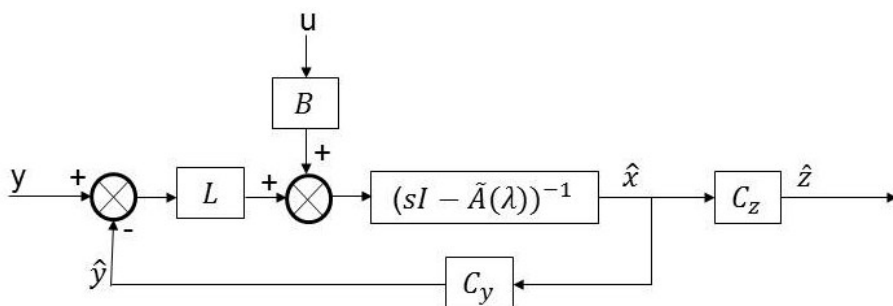
Si le paramètre λ du modèle LPV est connu, une structure d'observateur LPV équivalente peut être proposée. Elle est alors décrite par la figure 4.1b, et sa représentation d'état est la suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}(t) \\ \hat{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) - LC_y & \| & L & B_u \\ C_z & \| & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(t) \\ y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Le réglage du gain L permet d'assurer la convergence de l'erreur d'estimation vers zéro. Un réglage plus fin peut aussi permettre de remplir des spécifications plus précises en termes de rejet du bruit, de temps de convergence, de convergence avec des conditions initiales inconnues,... Pour cela sont utilisés des critères énergétiques sur les entrées et sorties. Ces critères permettront ici de minimiser l'impact du bruit de mesure sur l'erreur d'estimation.



(a) Observateur linéaire classique



(b) Observateur LPV

FIGURE 4.1: Schéma de principe des observateurs linéaires et LPV

Pour mettre en équation le problème de synthèse, une forme plus générale du problème d'observation LPV est alors considérée. A la représentation de l'observateur (4.4) est ajoutée la représentation du procédé G, donnée par l'équation (4.2). L'ensemble est alors décrit par la figure 4.2 (l'entrée u n'est pas affichée pour ne pas alourdir la représentation) et admet la représentation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\hat{x}}(t) \\ z(t) - \hat{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) & 0 & \parallel & B_w & B_u \\ LC_y & \tilde{A}(\lambda) - LC_y & \parallel & LD_y & B_u \\ C_z & -C_z & \parallel & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

En particulier, la matrice de fonction de transfert $T_{w \rightarrow e}$ (entre les entrées non mesurées et l'erreur d'estimation) admet la représentation d'état équivalente présentée équation (4.6). C'est cet opérateur dont on cherche à minimiser la norme pour remplir l'objectif de réduction de l'influence des bruits.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) \\ z(t) - \hat{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\lambda) - LC_y & \parallel & B_w - LD_y \\ C_z & \parallel & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) - \hat{x}(t) \\ w(t) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

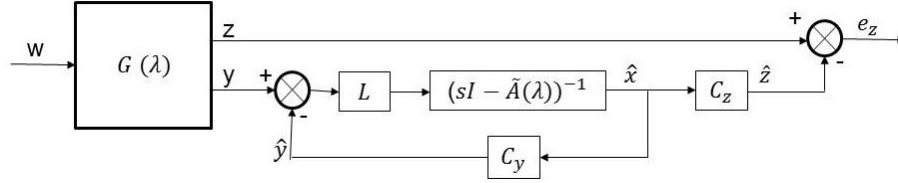


FIGURE 4.2: Formulation préférentielle de l'observateur LPV

On peut ainsi définir le problème de synthèse d'observateur LPV à résoudre :

Problème 4.1 (Problème de synthèse d'observateur LPV)

Pour le système présenté figure 4.2, qui admet la représentation d'état équivalente présentée équation (4.6), pour un γ donné, trouver un gain L tel que $T_{w \rightarrow e}$ soit stable et

$$\|T_{w \rightarrow e}\|_i < \gamma \quad (4.7)$$

Dans toute la suite, c'est la norme H_2 qui est considérée.

Synthèse d'observateur LPV via la mise sous contraintes LMI

Une solution au problème de synthèse précédent peut être de se ramener à un problème d'optimisation convexe sous contraintes LMIs. Ceci est rendu possible par l'utilisation d'un modèle polytopique. Des algorithmes efficaces permettent alors de synthétiser le gain L de l'observateur, tout en garantissant une borne supérieure de la norme H_2 pire-cas. Ce résultat est présenté dans le théorème 4.1.

Théorème 4.1 (Synthèse H_2 d'observateur LPV)

Pour le système présenté figure 4.2, qui admet la représentation d'état équivalente présentée équation (4.6), $T_{w \rightarrow e}$ est stable et $\|T_{w \rightarrow e}\|_2 < \gamma$ s'il existe des matrices $P = P^T$, $F = F^T$, $W = W^T$ de dimensions appropriées telles que les conditions (4.8), (4.9), (4.10) soient vérifiées.

$$\begin{bmatrix} W & B_w^T P - D_y^T F \\ PB_w - FD_y & P \end{bmatrix} > 0 \quad (4.8)$$

$$\forall i, \begin{bmatrix} A_i^T P - C_y^T F + PA_i - FC_y & C_z^T \\ C_z & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.9)$$

$$\text{Trace}(W) < \gamma^2 \quad (4.10)$$

La démonstration du théorème peut être trouvée dans [38]. Il est important de préciser que les conditions du théorème sont uniquement suffisantes. La matrice P dépend normalement également de λ . La nature de la dépendance n'étant pas connue, la choisir constante permet de se ramener à des contraintes LMI en rendant possible le changement de base linéarisant. Cette méthode est aussi un test de détectabilité : les conditions ne sont pas vérifiables si des états instables ne sont pas observables.

4.1.2 Application à la MSAP

A partir du modèle LPV 2.2 (section 2.1.2) basé sur les flux permanents, observable pour des vitesses de rotation du moteur non nulles, l'observateur LPV suivant peut être développé :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = (A_0 + A_\omega \hat{\omega}_e) \hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (4.11)$$

avec pour rappel :

$$\begin{aligned} x &= \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta & \phi_{f\alpha} & \phi_{f\beta} \end{bmatrix}^T \\ y &= \begin{bmatrix} I_\alpha & I_\beta \end{bmatrix}^T \\ u &= \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix}^T \\ A_0 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_\omega = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La position est alors obtenue par :

$$\hat{\theta} = \arctan 2 \left(\frac{\hat{\phi}_{f\beta}}{\hat{\phi}_{f\alpha}} \right) \quad (4.12)$$

et la vitesse par :

$$\hat{\omega}_e = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (4.13)$$

La vitesse est ensuite filtrée par un filtre passe-bas d'ordre un.

Application de la méthode de calcul du gain

Comme montré dans le chapitre 2, l'observabilité n'est pas assurée à vitesse nulle, on ne peut pas appliquer directement la méthode de synthèse à toute une plage de vitesse $[-\omega_{max} \quad \omega_{max}]$ (ω_{max} étant la vitesse maximale désirée). On peut en revanche calculer un gain pour les valeurs de vitesse respectivement négatives et positives. Les ensembles $[-\omega_{max} \quad -\omega_{min}]$ et $[\omega_{min} \quad \omega_{max}]$ (avec $\omega_{min} > 0$, paramètre de réglage) sont en effet des ensembles convexes sur lequel le vecteur de paramètre (ici seulement ω_e) évolue et pour lesquels l'observabilité est garantie. La méthode proposée peut donc être appliquée pour ces deux polytopes et le modèle de l'observateur.

Les paramètres du polytope dépendent de l'application visée. Il peut s'agir de la vitesse nominale si des cas d'utilisation à cette vitesse existe, mais il peut être plus opportun d'utiliser la vitesse maximale réellement appliquée. D'autre part, l'application de différents gains successifs peut également être envisagée. En effet, pour obtenir un gain qui garantit la convergence de l'observateur sur toute la plage de vitesse de la machine, les contraintes sur sa synthèse seront plus élevées que sur des plages de vitesse plus réduites. L'utilisation de plusieurs plages de vitesse successives peut donc permettre d'améliorer les performances, tout en garantissant toujours la convergence de l'observateur pour toutes les plages considérées, donc toute la plage d'utilisation.

4.1.3 Test de faisabilité

La faisabilité de la méthode a été validée expérimentalement sur le banc du laboratoire Ampère déjà présenté dans le chapitre précédent (section 3.2.3). L'observateur est testé avec les deux cas d'utilisation possible : la surveillance de l'état de santé du capteur de position et la commande sans capteur. Etant donné que l'approche du calcul du gain peut être appliquée successivement pour des polytopes différents, nous illustrons uniquement les résultats correspondant aux faibles vitesses, car plus sensibles aux propriétés d'observabilité. Les paramètres des polytopes utilisée ici sont les suivants :

$$\begin{cases} \omega_{min} = 0.1rad/s \\ \omega_{max} = 50rad/s \end{cases} \quad (4.14)$$

L'observateur est paramétré pour prendre en compte des bruits sur l'état et sur la mesure :

$$B_w = \begin{bmatrix} 20 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 20 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le temps d'échantllonnage est fixé à 0.2ms. La fréquence de coupure du filtre de vitesse est à 600Hz

Le benchmark adopté pour la validation de l'observateur est le benchmark développé par le groupe de travail Commande des Systèmes Electriques (Inter GDR MACS & SEED¹) en collaboration avec l'industrie, pour la commande sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents dans le cadre de la régulation de vitesse². Il se compose :

- d'un test de suivi de profil de vitesse (Fig. 4.3) ;
- d'un test de robustesse au couple à vitesse constante (Fig. 4.4) ;
- d'un test de robustesse aux paramètres ($\Delta R = \pm 50\%$, $\Delta L = \pm 20\%$ et $\Delta \phi = \pm 15\%$).

Le test de robustesse aux variations de ϕ_f n'est ici pas nécessaire, ce paramètre n'étant pas utilisé dans le modèle de l'observateur.

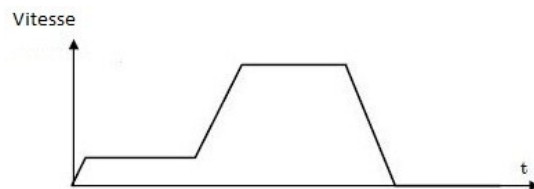


FIGURE 4.3: Cas 1 : Profil de vitesse

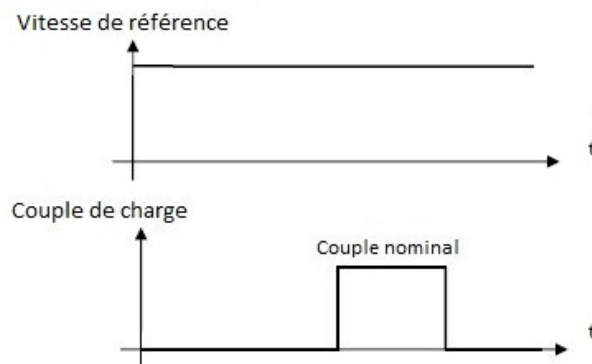


FIGURE 4.4: Cas 2 : Maintient à vitesse constante sous impact de charge

1. Groupe de Recherche Modélisation, Analyse et Conduite des Systèmes dynamiques & Systèmes d'Energies électriques dans leurs Dimensions Sociétales

2. http://www2.irccyn.ec-nantes.fr/CE2/Benchmark_MS.html

4.1.4 Résultats expérimentaux

L'observateur a été implémenté dans sa forme continue via la plateforme dSPACE, et appliqué sur le banc du laboratoire Ampère. Cette implémentation revient à une discrétisation par la méthode d'Euler. La tension de bus est fixée à 150V et la limitation de courant à 6A. Le gain déterminé par la méthode proposée est :

$$L = \begin{bmatrix} 72 & 0 & -0.5 & -0.8 \\ 0 & 72 & 0.8 & -0.5 \end{bmatrix}^T \quad (4.15)$$

Test de suivi de profil de vitesse

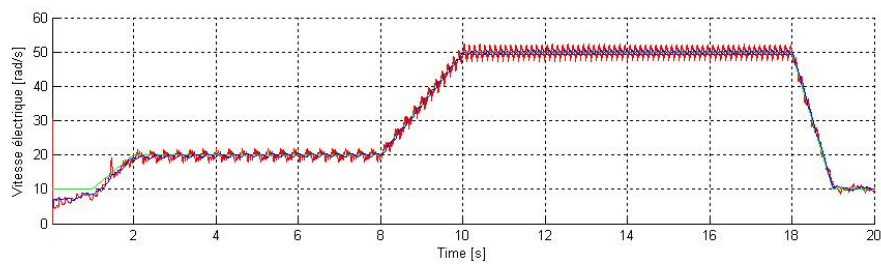
Les résultats du test de profil de vitesse sont présentés sur les figures 4.5 (surveillance du capteur) et 4.6 (commande sans capteur). Les deux méthodes ont ici des résultats équivalents. Aucune méthode de démarrage n'ayant été ajoutée, le démarrage est difficile, par contre le retour à la basse vitesse n'entraîne pas de décrochage. De plus, l'erreur d'estimation de position dépend de la vitesse : inférieure à 10° électriques pour toutes les vitesses, elle devient inférieure à 3° électriques pour la vitesse maximale prévue (Figs. 4.5c et 4.6c). Cette différence d'estimation se retrouve sur la phase et l'amplitude de l'estimation des composantes du flux permanents (Figs. 4.5d et 4.6d).

Test de robustesse au couple

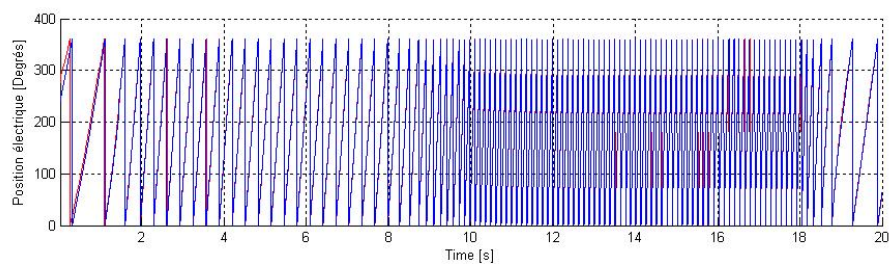
Un couple de valeur nominale est appliqué à l'instant $t = 5.1s$. Les résultats de l'application du couple sont présentés sur les figures 4.7 (surveillance du capteur) et 4.8 (commande sans capteur). L'application du couple n'a que peu d'influence sur la vitesse finale, et de plus l'erreur d'estimation finale est du même ordre de grandeur, par contre l'erreur en régime transitoire est importante, en particulier pour la commande sans capteur (Figs. 4.7c et 4.7c).

Test de robustesse aux variations de paramètres

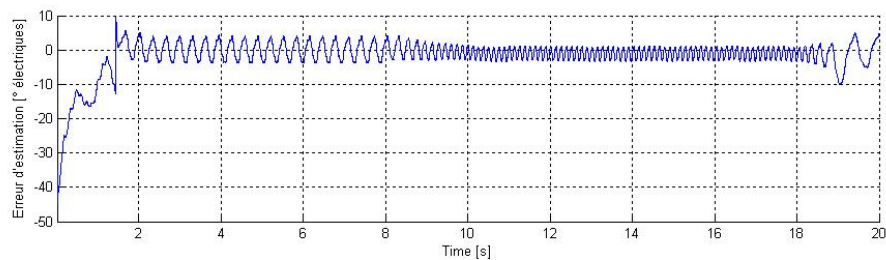
Les résultats de robustesse expérimentaux sont différents selon que l'application considérée est la surveillance de l'état de santé du capteur de position ou la commande sans capteur. Pour la surveillance du capteur de position, les paramètres n'ont que peu d'impact (Figs. 4.9 et 4.11). Pour la commande sans capteur, la variation de R_s n'a pas non plus beaucoup d'impact sur l'erreur d'estimation (Fig. 4.10). Cependant, la sous-estimation de L_s fait diverger l'observateur alors que sa surestimation donne de meilleurs résultats que l'observateur de référence (Fig. 4.12). L_s est donc un paramètre critique pour l'estimation.



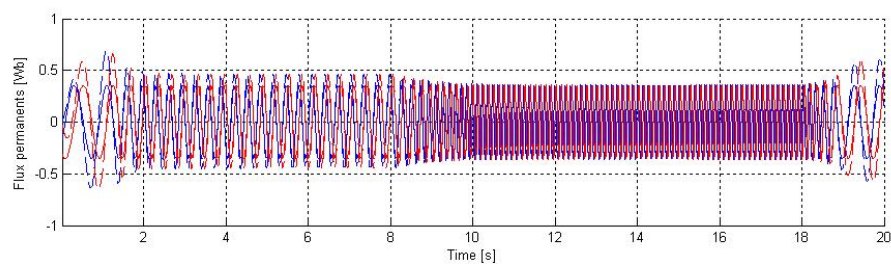
(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(b) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (bleue) et position estimée (rouge)*

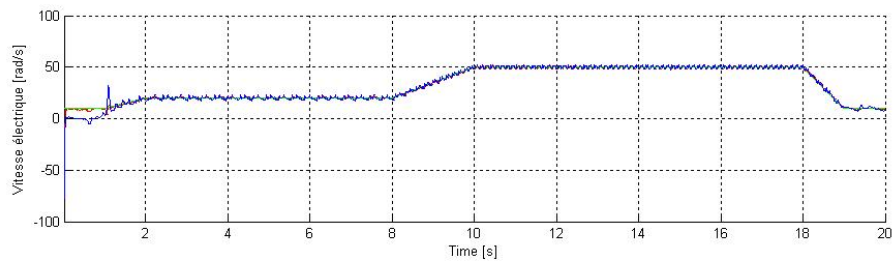


(c) Erreur d'estimation de position

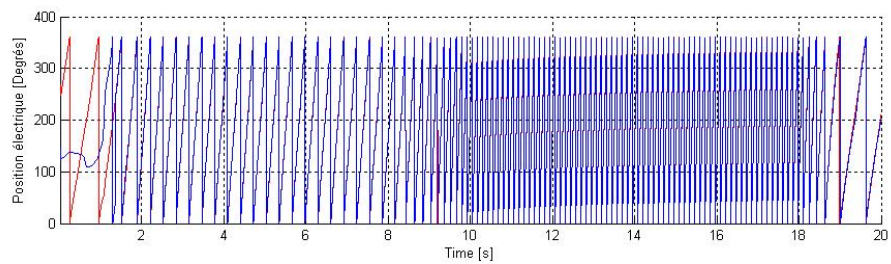


(d) Composantes du flux permanent : *Flux α (bleu) Flux β (rouge)*

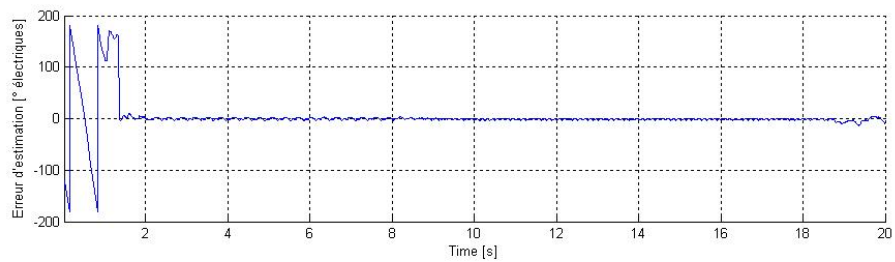
FIGURE 4.5: Test de suivi de vitesse de référence : surveillance du capteur



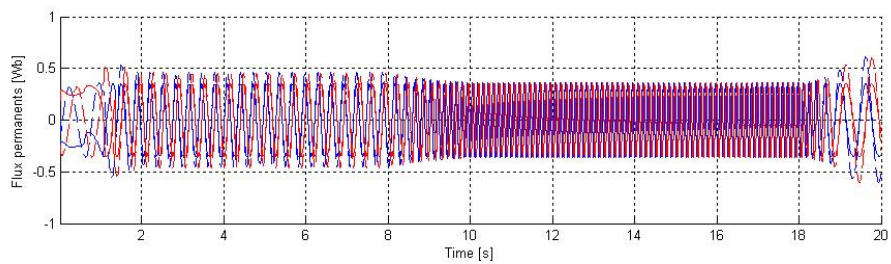
(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(b) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (bleue) et position estimée (rouge)*

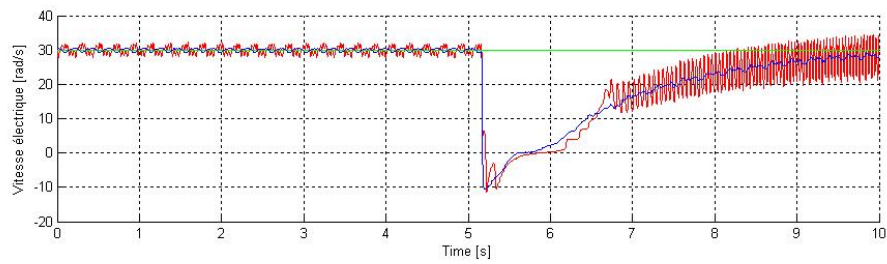


(c) Erreur d'estimation de position

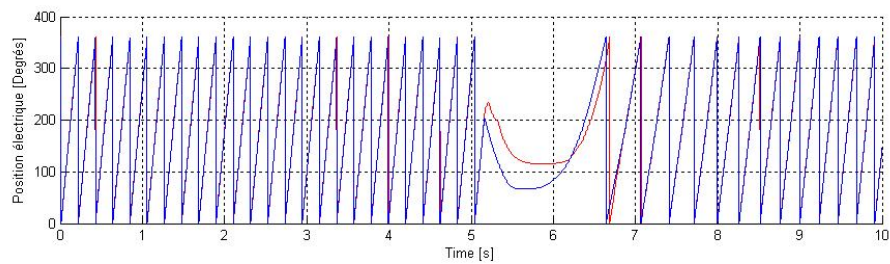


(d) Composantes du flux permanent : *Flux α (bleu) Flux β (rouge)*

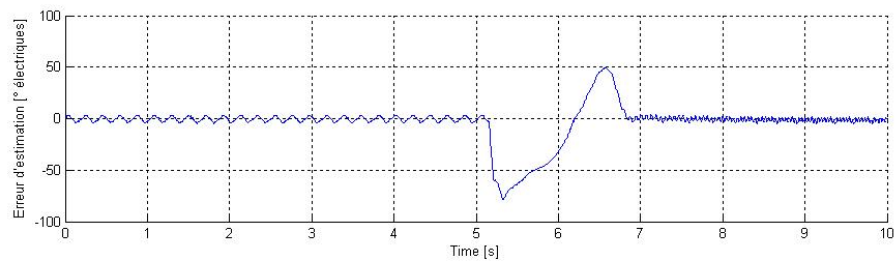
FIGURE 4.6: Test de suivi de vitesse de référence : commande sans capteur



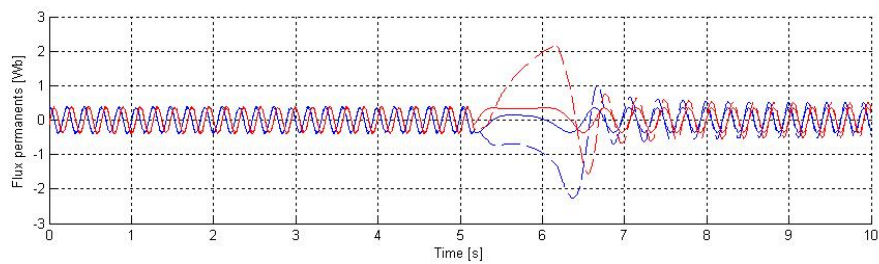
(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(b) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (bleue) et position estimée (rouge)*

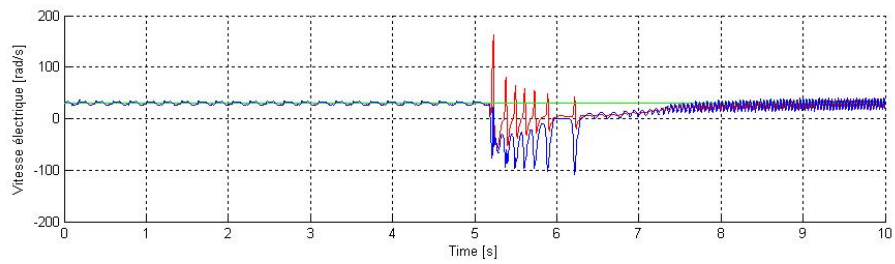


(c) Erreur d'estimation de position

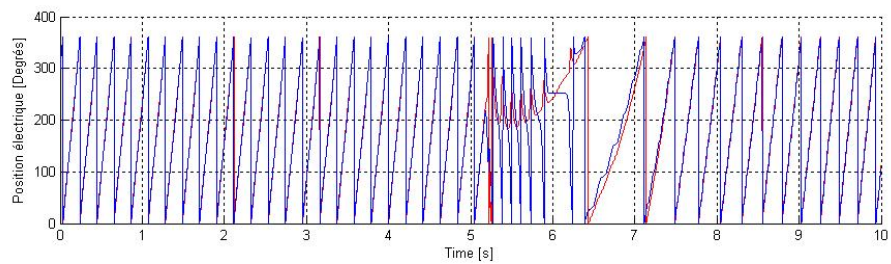


(d) Composantes du flux permanent : *Flux α (bleu) Flux β (rouge)*

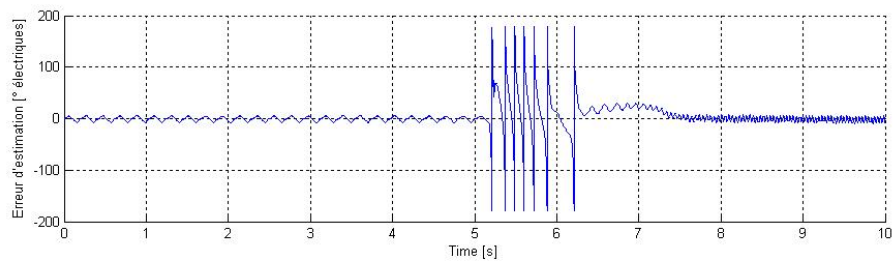
FIGURE 4.7: Test de robustesse au couple : surveillance du capteur



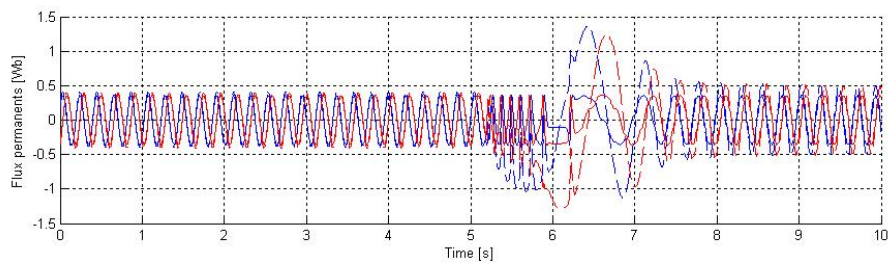
(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(b) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (bleue) et position estimée (rouge)*

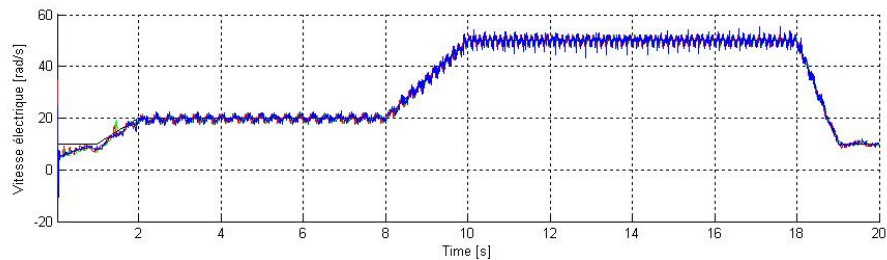


(c) Erreur d'estimation de position

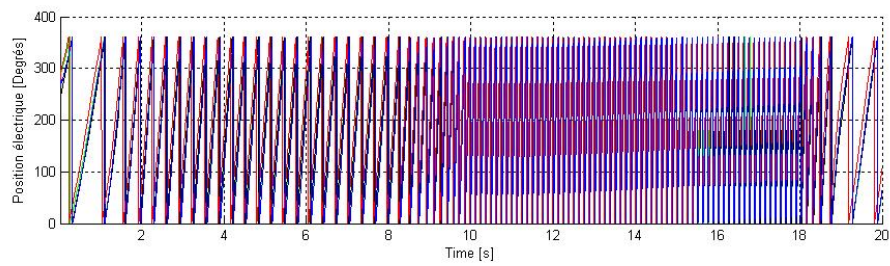


(d) Composantes du flux permanent : *Flux α (bleu) Flux β (rouge)*

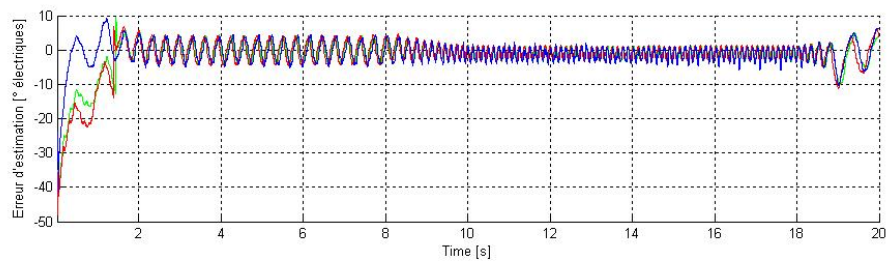
FIGURE 4.8: Test de robustesse au couple : commande sans capteur



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle* (noir), *référence* (vert), R_s -50% (bleu) et R_s +50% (rouge)

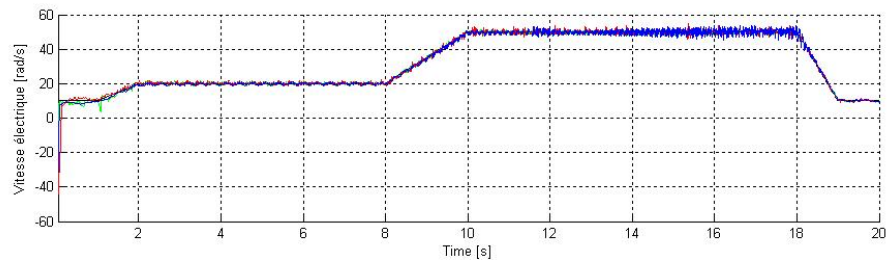


(b) Evolution de la position : *position réelle* (noir), *référence* (vert), R_s -50% (bleu) et R_s +50% (rouge)

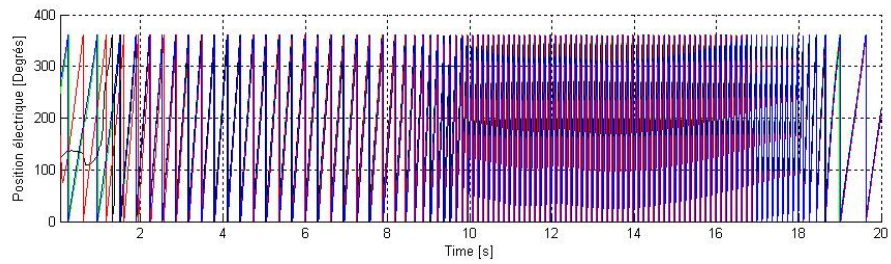


(c) Erreur d'estimation de position : *référence* (vert), R_s -50% (bleu) et R_s +50% (rouge)

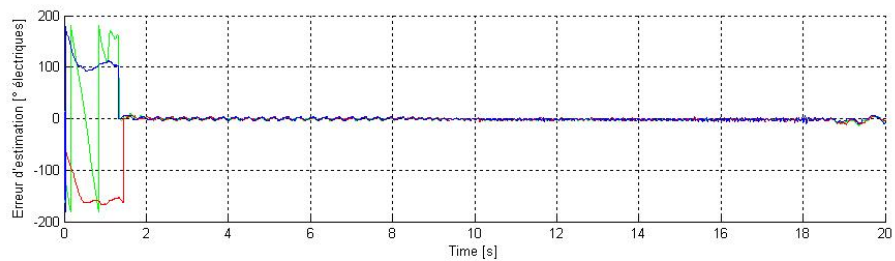
FIGURE 4.9: Test de robustesse aux variations de R_s : surveillance du capteur



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (noir)*, *référence (vert)*, R_s -50% (*bleu*) et R_s +50% (*rouge*)

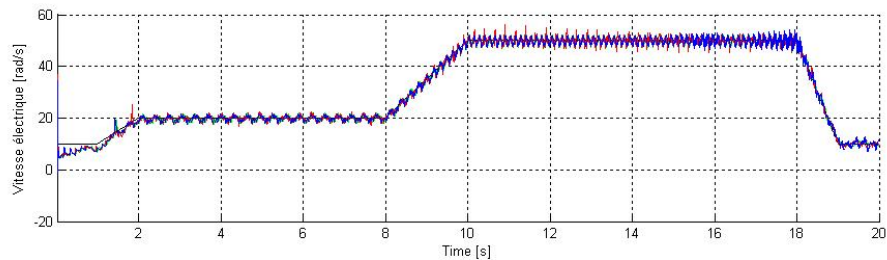


(b) Evolution de la position : *position réelle (noir)*, *référence (vert)*, R_s -50% (*bleu*) et R_s +50% (*rouge*)

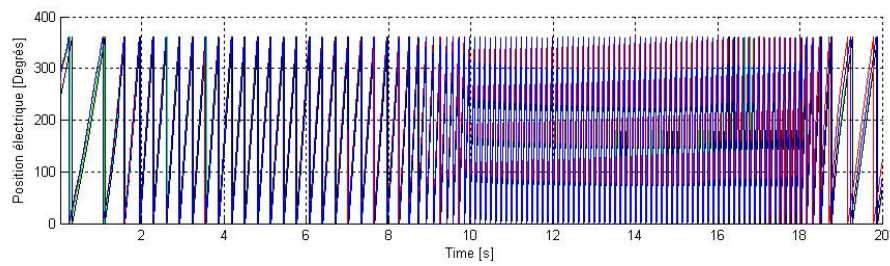


(c) Erreur d'estimation de position : *référence (vert)*, R_s -50% (*bleu*) et R_s +50% (*rouge*)

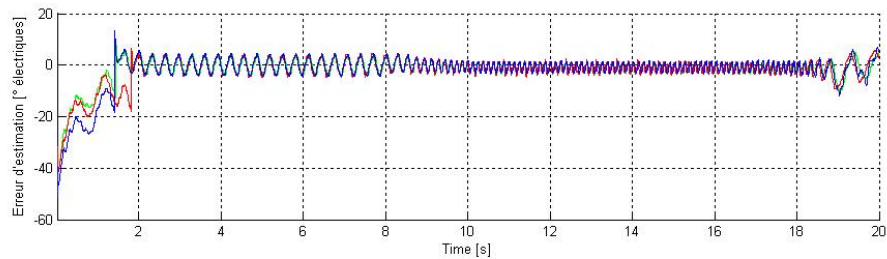
FIGURE 4.10: Test de robustesse aux variations de R_s : commande sans capteur



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle* (noir), *référence* (vert), $L_s - 50\%$ (bleu) et $L_s + 50\%$ (rouge)

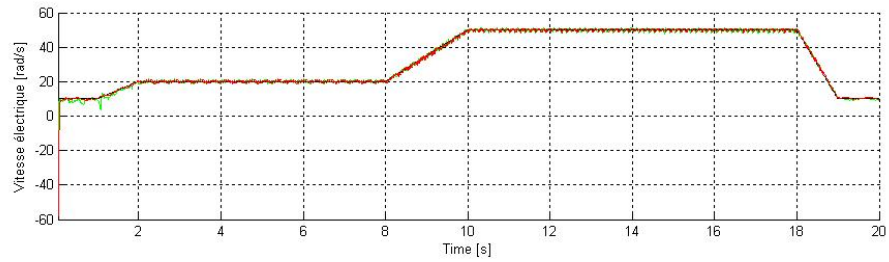


(b) Evolution de la position : *position réelle* (noir), *référence* (vert), $L_s - 20\%$ (bleu) et $L_s + 20\%$ (rouge)

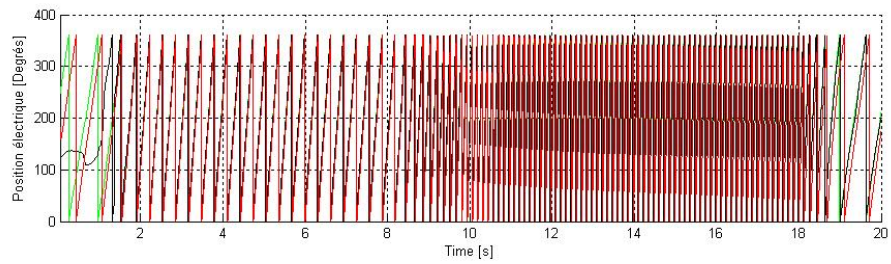


(c) Erreur d'estimation de position : *référence* (vert), $L_s - 50\%$ (bleu) et $L_s + 50\%$ (rouge)

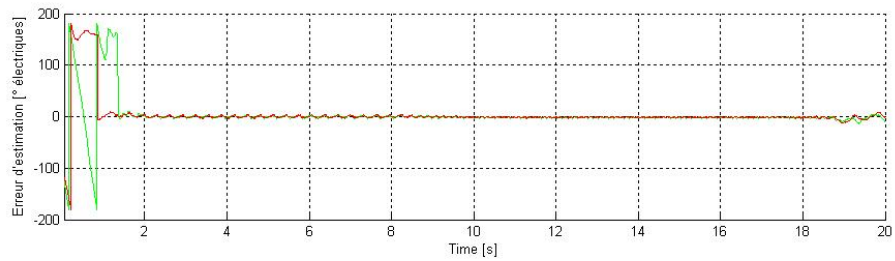
FIGURE 4.11: Test de robustesse aux variations de L_s : surveillance du capteur



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle* (noir), *référence* (vert), $L_s -50\%$ (bleu) et $L_s +50\%$ (rouge)



(b) Evolution de la position : *position réelle* (noir), *référence* (vert), $L_s -20\%$ (bleu) et $L_s +20\%$ (rouge)



(c) Erreur d'estimation de position : *référence* (vert), $L_s -50\%$ (bleu) et $L_s +50\%$ (rouge)

FIGURE 4.12: Test de robustesse aux variations de L_s : commande sans capteur

4.1.5 Synthèse des résultats

Les résultats expérimentaux précédents ont permis de vérifier la faisabilité de la méthode de synthèse d'observateurs LPV. Un profil de vitesse est bien suivi, avec une erreur d'estimation de position très faible, même si un démarrage à basse vitesse est difficile. Ce problème de démarrage sera cependant compensé par l'utilisation à basse vitesse de l'observateur de Kalman développé dans le chapitre précédent. En revanche, une fois que l'observateur a convergé, la basse vitesse peut être atteinte, avec une erreur d'estimation de position légèrement plus importante qu'à moyenne vitesse. Ce comportement permet ainsi de mettre en évidence le problème d'observabilité à basse vitesse. A l'inverse, des tests à des vitesses plus élevées que la vitesse limite considérée ont montré qu'au delà de la limite prévue, l'observateur peut décrocher. Ce problème peut se résoudre par l'utilisation de plusieurs gains calculés pour des plages de vitesses successives. La robustesse aux impacts de couple est aussi assurée en régime permanent, mais le régime transitoire doit être amélioré, par exemple avec des observateurs de couples [37]. L'observateur est cependant sensible en pratique aux variations de L_s , et en particulier à une sous-estimation de sa valeur.

4.1.6 Synthèse sur l'observateur LPV

Dans cette partie, nous avons présenté une nouvelle méthode de synthèse d'un observateur LPV de MSAP. L'avantage de cette approche, par rapport à un observateur linéaire classique, est de garantir la convergence de l'observateur sur un polytope, qui est ici équivalent à une plage de vitesse. Ainsi, en fournissant la plage de variation de vitesse d'une application, il est théoriquement possible de synthétiser facilement un observateur LPV peu gourmand en temps de calcul. De plus, le critère H_2 choisi permet également de garantir la robustesse à un certain niveau de bruit, ce que les observateurs linéaires ne peuvent généralement pas assurer. Ces résultats théoriques sont accompagnés par une validation expérimentale montrant les performances de l'observateur sur une plage de vitesse choisie.

4.2 Observateur adaptatif basé sur les modes de glissement d'ordre supérieur

Comme expliqué dans le chapitre 1.4, les observateurs à modes de glissement ont déjà été proposés pour la commande sans capteur de MSAP. Cependant, les méthodes testées se sont toutes révélées être très dépendantes des conditions de fonctionnement de la machine. En particulier, il arrive souvent que le réglage de ces observateurs soit très bon pour une vitesse donnée, mais très mauvais pour d'autres. Pour combler cette lacune, nous allons synthétiser un observateur adaptatif pour MSAP en le basant sur un algorithme super-twisting adaptatif [83]. L'objectif est que les gains s'adaptent automatiquement, selon la vitesse de la machine. On peut alors garantir une meilleure performance de l'observation sur toute la plage de vitesse. Après un rappel sur les observateurs à modes de glissement, la méthode sera présentée, puis testée sur banc d'essai.

4.2.1 Principe des observateurs à modes de glissement

Le principe de la commande à modes de glissement est de contraindre, par des fonctions discontinues, un système à converger en temps fini vers une « surface de glissement ». Cette surface est définie a priori comme celle pour laquelle les états auront le comportement désiré. Une fois la convergence sur la surface effectuée, la commande doit contraindre le système à rester sur cette surface : c'est le « mode de glissement ».

Observateurs à modes de glissement

Dans le cas des observateurs, la surface de glissement S se définit comme les états pour lesquels les états mesurés sont égaux à leurs estimés :

$$S = \{x/\hat{y} - y = 0\} \quad (4.16)$$

Une fois sur cette surface apparaît un mode de glissement pendant lequel l'erreur d'estimation des états à observer s'annule.

L'observateur pour le système :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4.17)$$

est alors donné par :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - H(\hat{y} - y) - K \operatorname{sgn}(\hat{y} - y) \quad (4.18)$$

avec H et K matrices de gain. La fonction signe est la fonction discontinue classiquement utilisée, mais il est possible de choisir d'autres fonctions (par exemple saturation). En pratique la fonction saturation ou des fonctions arctangente sont souvent utilisées.

Modes glissants d'ordre supérieur

Pour limiter le phénomène de réticence (chattering) causé par l'utilisation des modes glissants, une alternative a été développée [59][60], qui rejette la majeure partie de ce bruit sur la dérivée de la commande (ou de l'estimée). Pour cela on cherche non seulement à converger en temps fini sur une surface de glissement, mais également sur ses dérivées d'ordre supérieur. On définit alors l'ordre des modes glissants comme le plus grand ordre de dérivée considéré.

L'algorithme super-twisting est un algorithme à mode de glissement d'ordre deux, qui répond à cette problématique. Pour le système :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = u \\ \dot{u} = f(x, u) \end{cases} \quad (4.19)$$

l'algorithme d'estimation est donné par la formule suivante [36] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = u + \mu|\epsilon|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon) \\ \dot{u} = \rho \text{sgn}(\epsilon) \end{cases} \quad (4.20)$$

où x est la variable à estimer, $\epsilon = x - \hat{x}$, μ et ρ sont des constantes positives et :

$$\begin{cases} \text{sgn}(\epsilon) = 1 & \text{si } \epsilon > 0 \\ \text{sgn}(\epsilon) = -1 & \text{si } \epsilon < 0 \\ \text{sgn}(\epsilon) \in [-1 \ 1] & \text{si } \epsilon = 0 \end{cases}$$

4.2.2 Observateur-Dérivateur adaptatif

L'observateur proposé par [95] basé sur les observateurs à modes de glissement d'ordre 2 donne de très bons résultats en simulation et pour un observateur non utilisé dans la boucle de commande. Après avoir testé cet observateur sur le banc d'essai du laboratoire AMPERE, nous avons constaté que lorsque les paramètres d'observateur (μ, ρ) sont réglés pour une plage de vitesse donnée, les performances de l'observateur se dégradent beaucoup pour d'autres plages de vitesse. Les tests en boucle fermée utilisant la position donnée par l'observateur font diverger la boucle de commande. En s'inspirant des travaux concernant un algorithme super-twisting adaptatif présentés dans [83], nous avons adapté cet algorithme pour, d'une part, observer les FEM qui permettent de déduire la position, et d'autre part réaliser la dérivation de la position permettant de retrouver la vitesse (Fig. 4.13). L'algorithme est adaptatif dans le sens où les gains de l'observateur et du dérivateur sont adaptatifs, ce qui a pour conséquence de prendre en compte un spectre plus large de signaux, c'est à dire une plage de vitesse plus importante.

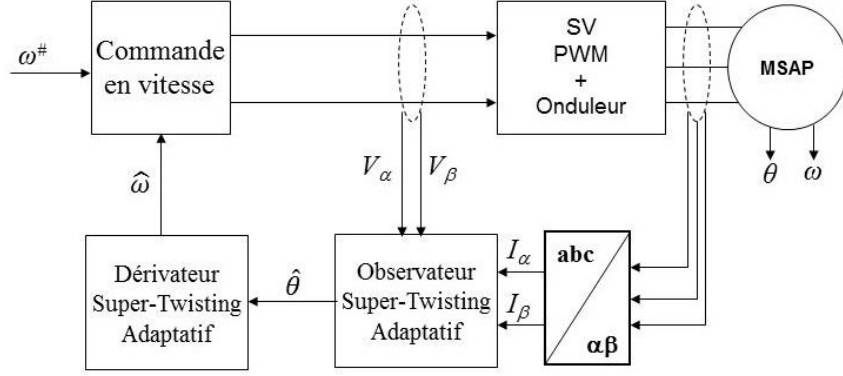


FIGURE 4.13: Observateur-Dérivateur adaptatif dédié à la commande en vitesse

Observateur de FEM

Le modèle considéré est le modèle 2.1. Il est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{I}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} I_\alpha + \frac{V_\alpha}{L_s} - \frac{e_\alpha}{L_s} \\ \dot{I}_\beta = -\frac{R_s}{L_s} I_\beta + \frac{V_\beta}{L_s} - \frac{e_\beta}{L_s} \\ \dot{\epsilon}_\alpha = -\omega_e e_\beta \\ \dot{\epsilon}_\beta = \omega_e e_\alpha \end{cases} \quad (4.21)$$

L'algorithme du super-twisting est appliqué à ce modèle. L'observateur est alors donné par les équations :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} \hat{I}_\alpha + \frac{V_\alpha}{L_s} + \rho_\alpha \hat{\epsilon}_\alpha + \mu_\alpha |\epsilon_\alpha|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_\alpha) + K_\alpha \epsilon_\alpha \\ \dot{\hat{\epsilon}}_\alpha = \text{sgn}(\epsilon_\alpha) \\ \dot{\hat{I}}_\beta = -\frac{R_s}{L_s} \hat{I}_\beta + \frac{V_\beta}{L_s} + \rho_\beta \hat{\epsilon}_\beta + \mu_\beta |\epsilon_\beta|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_\beta) + K_\beta \epsilon_\beta \\ \dot{\hat{\epsilon}}_\beta = \text{sgn}(\epsilon_\beta) \end{cases} \quad (4.22)$$

avec la surface de glissement :

$$S = \begin{bmatrix} \epsilon_\alpha \\ \epsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_\alpha - \hat{I}_\alpha \\ I_\beta - \hat{I}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

et μ_α , μ_β , ρ_α et ρ_β des gains adaptatifs. Les constantes K_α et K_β doivent être choisies pour assurer la stabilité de l'observateur.

A partir des estimations des FEM, la position peut être déduite par :

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{\epsilon}_\alpha}{\hat{\epsilon}_\beta} \right) \quad (4.24)$$

Stabilité de l'observateur et calcul des gains adaptatifs

La stabilité de l'observateur peut être calculée par la théorie de Lyapunov, qui donne aussi les valeurs des gains adaptatifs permettant la convergence. Elle est déduite à partir de la démonstration pour les différentiateurs adaptatifs donnée dans [83]. L'équation à étudier peut se résumer à :

$$\dot{\hat{I}}_i = -\frac{R_s}{L_s}\hat{I}_i + \frac{V_i}{L_s} + \rho_i \int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt + \mu_i |\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) + K_i \epsilon_i \quad i = (\alpha, \beta) \quad (4.25)$$

La dérivée de l'erreur d'estimation s'écrit :

$$\dot{\epsilon}_i = \dot{I}_i - \dot{\hat{I}}_i \quad (4.26)$$

Or on peut définir μ_i^* et ρ_i^* tel que la relation suivante soit vérifiée :

$$\dot{I}_i = -\frac{R_s}{L_s}I_i + \frac{V_i}{L_s} + \rho_i^* \int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt + \mu_i^* |\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) \quad (4.27)$$

L'existence de ces constantes est garantie par l'étude des observateurs non-adaptatifs [61].

Dans ce cas :

$$\dot{\epsilon}_i = -\frac{R_s}{L_s}\epsilon_i - \tilde{\rho}_i \int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt - \tilde{\mu}_i |\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) - K_i \epsilon_i \quad (4.28)$$

où $\tilde{\rho}_i = \rho_i - \rho_i^*$ et $\tilde{\mu}_i = \mu_i - \mu_i^*$. Avec la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2}(\epsilon_i^2 + \tilde{\mu}_i^2 + \tilde{\rho}_i^2) \quad (4.29)$$

Sa dérivée vaut :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \epsilon_i \dot{\epsilon}_i + \tilde{\mu}_i \dot{\tilde{\mu}}_i + \tilde{\rho}_i \dot{\tilde{\rho}}_i \\ &= \epsilon_i \left[-\tilde{\rho}_i \int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt - \tilde{\mu}_i |\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) \right] - \left(K_i + \frac{R_s}{L_s} \right) \epsilon_i^2 + \tilde{\mu}_i \dot{\tilde{\mu}}_i + \tilde{\rho}_i \dot{\tilde{\rho}}_i \\ &= -\left(K_i + \frac{R_s}{L_s} \right) \epsilon_i^2 + \tilde{\mu}_i \left[-|\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) \epsilon_i + \dot{\tilde{\mu}}_i \right] + \tilde{\rho}_i \left[-\int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt \epsilon_i + \dot{\tilde{\rho}}_i \right] \end{aligned} \quad (4.30)$$

En choisissant les lois adaptatives :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mu}}_i = |\epsilon_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_i) \epsilon_i \\ \dot{\tilde{\rho}}_i = -\int_{\mathbb{R}} \text{sgn}(\epsilon_i) dt \epsilon_i \end{cases} \quad (4.31)$$

Alors on aura :

$$\dot{V} = -\left(K_i + \frac{R_s}{L_s} \right) \epsilon_i^2 \leq 0 \quad (4.32)$$

Ce qui prouve la stabilité locale de l'observateur. La stabilité asymptotique de l'observateur peut être déduite uniquement pour l'état estimé, par un corollaire du théorème de La Salle ([49], Corollaire 4.1, p.128). En effet, on peut dire que \dot{V} est nul si et seulement si ϵ_i l'est également, ce qui permet d'appliquer le corollaire et de garantir la convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'estimation. Mais le lien entre les gains adaptatifs et l'erreur d'estimation ne permet pas de garantir que ces gains seront nuls également, ce qui est la condition nécessaire à la convergence asymptotique de l'observateur complet.

Cette étude de stabilité ne permet pas, par contre, de donner la convergence des gains adaptatifs vers une valeur donnée. En particulier, l'article de Levant [61] donne un ensemble de conditions sur les gains pour la convergence de l'algorithme, mais pas une valeur fixe (ce qui n'est pas contraire à l'existence de gains pour lesquels l'observateur converge). Ces conditions peuvent changer si la dynamique du système change (ici la vitesse de rotation du moteur), et par conséquent le gain adaptatif convergera vers une autre valeur [84].

Dérivateur adaptatif

A partir de la position estimée précédemment, la vitesse peut être déduite par dérivation. Le dérivateur proposé ici repose également sur un algorithme super-twisting adaptatif, qui permet de prendre en compte toute la plage de vitesse. Le schéma du dérivateur adaptatif est présenté sur la figure 4.14. Le signal d'erreur mesuré est la comparaison entre la position estimée et la position obtenue par intégration de la vitesse obtenue par l'algorithme super-twisting adaptatif.

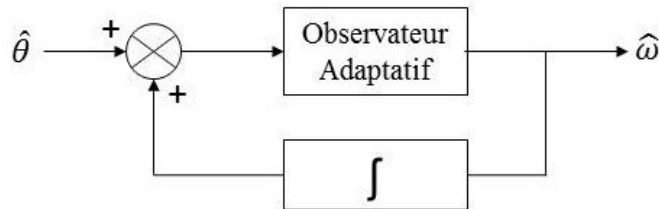


FIGURE 4.14: Schéma du dérivateur adaptatif

Les équations du dérivateur adaptatif s'écrivent donc :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_e = \rho_\theta \hat{\epsilon}_\theta + \mu_\theta |\epsilon_\theta|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(\epsilon_\theta) + K_\theta \epsilon_\theta \\ \dot{\hat{\epsilon}}_\theta = \text{sgn}(\epsilon_\theta) dt \end{cases} \quad (4.33)$$

avec $\epsilon_\theta = \hat{\theta} - \int \hat{\omega}_e dt$, ρ_θ et μ_θ des gains adaptatifs et K_θ un gain assurant la stabilité.

La stabilité du dérivateur se montre de la même façon que la stabilité de l'observateur, et les gains adaptatifs ρ_θ et μ_θ sont donnés par la loi d'adaptation 4.31.

4.2.3 Paramètres de test

Les résultats expérimentaux suivants ont été obtenus avec le moteur du banc du laboratoire Ampère déjà présenté au chapitre précédent (section 3.2.3). Le benchmark utilisé est le même que celui utilisé pour tester l'observateur LPV (présenté en section 4.1.3).

Pour tous les tests, les paramètres des algorithmes super-twisting (obtenus à partir des résultats de simulation) sont initialisés à :

$$\begin{cases} \rho_\alpha(t=0) = \rho_\beta(t=0) = 1000 \\ \lambda_\alpha(t=0) = \lambda_\beta(t=0) = 1000 \\ \rho_\theta(t=0) = 0 \\ \lambda_\theta(t=0) = 0 \\ K_\alpha = K_\beta = 400 \\ K_\theta = 20 \end{cases} \quad (4.34)$$

La fonction discontinue utilisée est une fonction de type saturation :

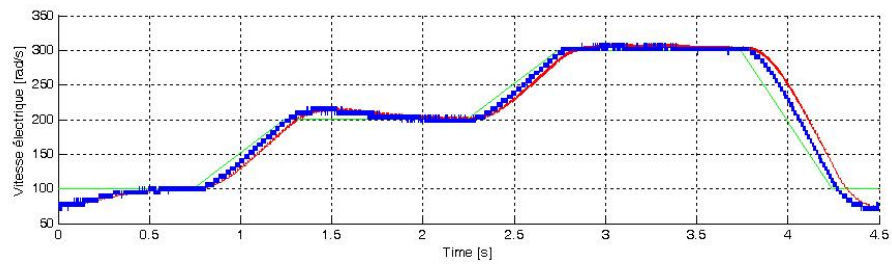
$$\text{sat}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0.125 \\ 8x & \text{si } -0.125 < x < 0.125 \\ -1 & \text{si } x < -0.125 \end{cases} \quad (4.35)$$

De même que pour l'observateur LPV, les algorithmes super-twisting ont été implémentés sous leur forme continue via la plateforme dSPACE, et appliqués sur le banc du laboratoire Ampère, avec une tension de bus fixée à 150V et une limitation de courant à 6A.

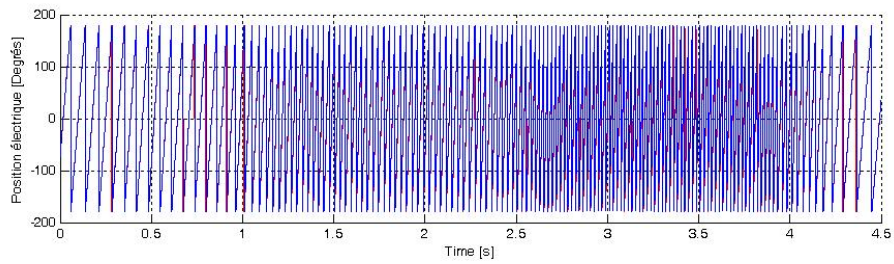
4.2.4 Résultats expérimentaux

Test de suivi de consigne de vitesse

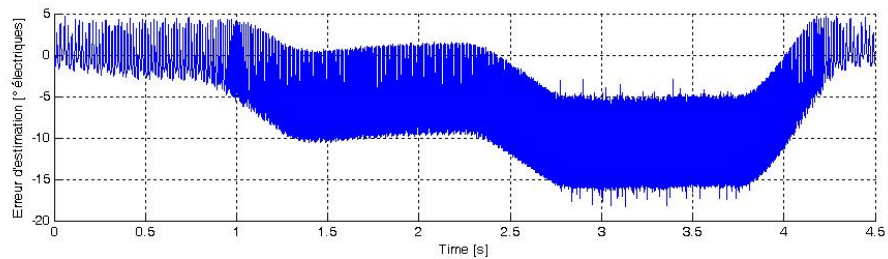
Les résultats du test de profil de vitesse sont présentés sur les figures 4.15 (surveillance du capteur de position) et 4.16 (commande sans capteur). Dans les deux cas la vitesse est très bien suivie. L'erreur d'estimation de position est inférieure à 15 ° électriques pour toutes la plage de vitesse testée. Elle devient même inférieure à 5 ° électriques pour la vitesse maximale (Figs. 4.15c et 4.16c).



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*

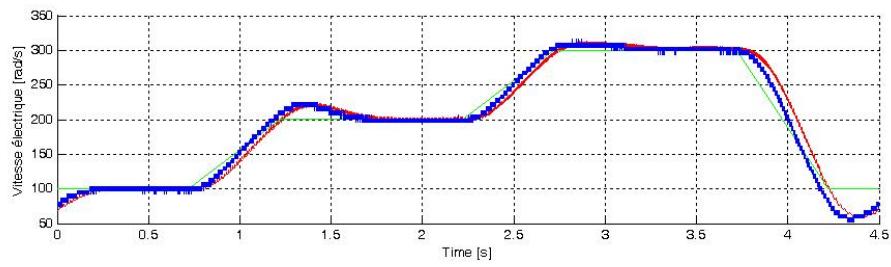


(b) Evolution de la position : *position de référence (vert), position réelle (bleue) et position estimée (rouge)*

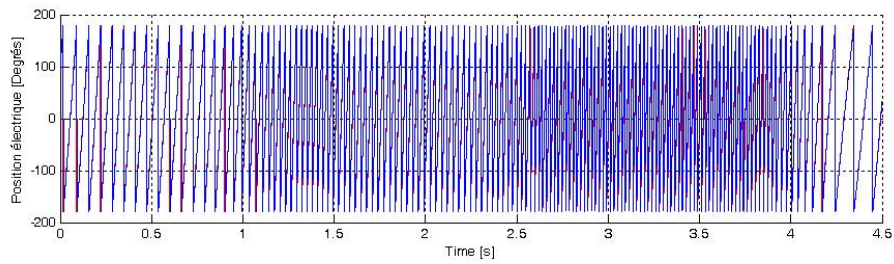


(c) Erreur d'estimation de position

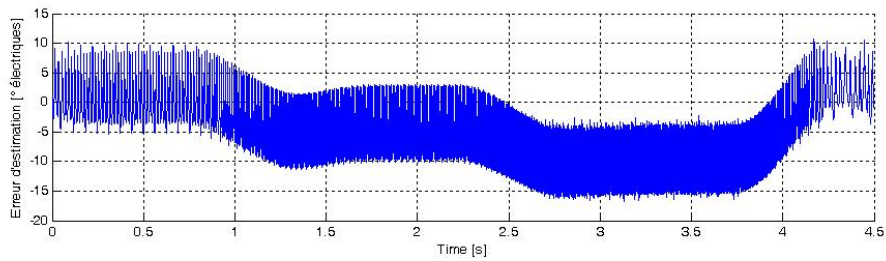
FIGURE 4.15: Test de suivi de vitesse de référence : surveillance du capteur



(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu)* et *vitesse estimée (rouge)*



(b) Evolution de la position : *position de référence (vert)*, *position réelle (bleue)* et *position estimée (rouge)*

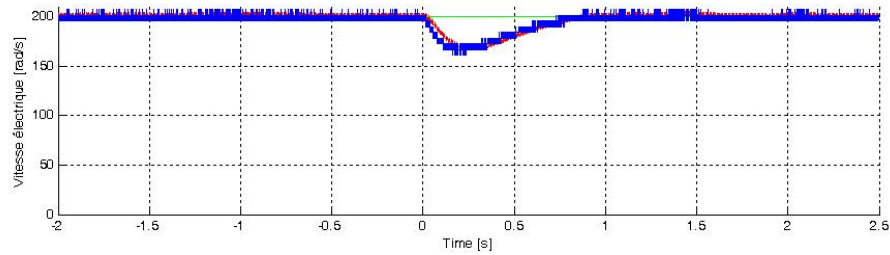


(c) Erreur d'estimation de position

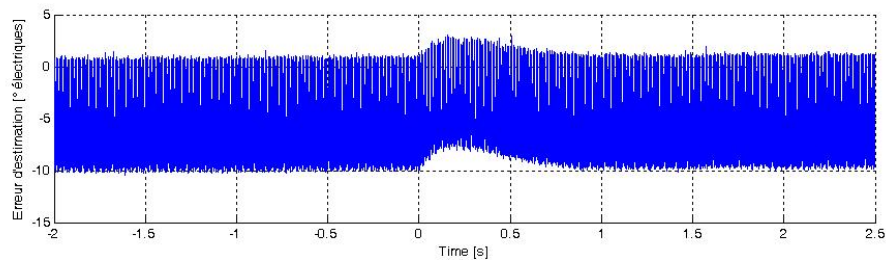
FIGURE 4.16: Test de suivi de vitesse de référence : commande sans capteur

Test de robustesse à la charge

Un couple de charge de 10% du couple nominal est appliqué à l'instant $t = 2s$ dans le cas de la surveillance du capteur de position (Fig. 4.17) et celui de la commande sans capteur (Fig. 4.18). Dans les deux cas, la vitesse de la machine ralentit légèrement, mais l'observateur continue à la suivre parfaitement, et de même l'erreur d'estimation de position reste du même ordre de grandeur (inférieure à 10 degrés électriques).

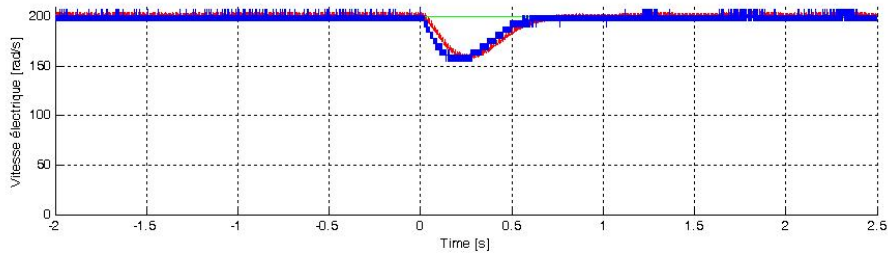
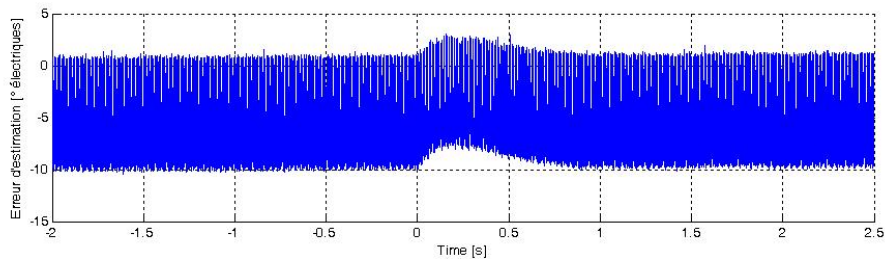


(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(b) Erreur d'estimation de position

FIGURE 4.17: Test de robustesse au couple : surveillance du capteur

(a) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*

(b) Erreur d'estimation de position

FIGURE 4.18: Test de robustesse au couple : commande sans capteur

4.2.5 Synthèse sur l'observateur adaptatif

Les premiers résultats de l'observateur proposé sont encourageants. L'adaptation des gains permet de bien diminuer l'influence de la vitesse sur l'erreur d'estimation de position, et montrent de meilleures performances comparées à l'algorithme non adaptatif. L'observateur semble également a priori être robuste aux variations de couple de charge. Des améliorations sont à apporter afin d'élargir la plage de variation de vitesse à la basse vitesse, ainsi que la plage de variation du couple de charge.

4.3 Conclusion

Dans cette partie, deux méthodes d'estimation de la position pour l'asservissement de vitesse ont été présentées. La première est basée sur l'approche polytopique pour la synthèse d'observateur LPV robuste, la seconde utilise des gains adaptatifs pour une approche basée sur les observateurs à modes de glissement. Dans les deux cas, des résultats de simulation et expérimentaux ont confirmé les approches, par des tests de suivi de consigne de vitesse et de robustesse au couple de charge. Ces deux méthodes sont donc un bon complément à l'observateur de Kalman développé pour l'asservissement de position. On peut remarquer que l'approche proposée avec l'injection pour la commande en positionnement présentée au chapitre 3 n'est pas applicable à ces deux observateurs

basés sur les FEM. C'est en particulier le cas pour l'observateur linéaire, dépendant de l'erreur d'estimation qui est inconnue (remarque déjà faite dans le paragraphe 3.1.2).

Conclusion générale et Perspectives

Ce travail de thèse, réalisé dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le laboratoire AMPERE et la société SAGEM (groupe SAFRAN), avait pour thème l'étude de la commande sans capteur mécanique, en position et en vitesse, de la machine synchrone à aimants permanents. Un objectif particulier a été d'appliquer cette commande à un moteur à pôles lisses d'actionneur électromécanique pour aileron, dans un contexte aéronautique. L'état de l'art sur cette problématique révèle deux approches principales : la conception d'estimateurs ou d'observateurs se basant sur des modèles de la machine, et l'utilisation de la saillance. Nous avons testé certaines de ces méthodes en simulation et expérimentalement. Les résultats ont permis de montrer la complémentarité des deux approches, la première se révélant moins performante lorsque la vitesse de la machine est faible. La seconde n'est cependant pas efficace pour les machines à pôles lisses.

L'approche choisie dans cette thèse repose sur une analyse de l'observabilité des principaux modèles de la machine. En effet, l'étude de l'état de l'art a permis de révéler la principale difficulté de la commande sans capteur de MSAP, qui réside dans l'estimation de la position à basse vitesse. Cette difficulté est particulièrement contraignante pour les machines à pôles lisses qui ne possèdent pas intrinsèquement de la saillance. Pour mettre en évidence cette difficulté, nous avons réalisé une large analyse d'observabilité, problématique qui n'est cependant que rarement abordée dans la littérature. Cette analyse a pu conclure que les modèles de machine à pôles lisses ne sont pas observables lorsque la machine est à l'arrêt. Notre premier travail a donc été de chercher à rendre ces modèles observables. Pour obtenir cette observabilité, l'idée que nous avons exploitée est de générer un petit mouvement dans la machine, permis par l'injection de tensions superposées aux tensions de commande. En prenant en compte ces signaux d'injection dans un modèle non linéaire de la machine, l'observabilité a pu être obtenue.

A partir de ces résultats, nous avons alors proposé une nouvelle méthode d'estimation de la position, permettant la commande en position des machines à pôles lisses. Cette méthode a pour avantage d'être applicable à tous les types de machines, qu'elles soient à pôles lisses ou saillants. D'autre part, et contrairement aux méthodes basées sur la saillance, l'utilisateur a le libre choix du signal d'injection, ce qui peut permettre par

exemple d'exciter une fréquence particulière de la mécanique avec un signal sinusoïdal, ou plusieurs fréquences à la fois avec des signaux carrés. La méthode a été validée par son adaptation à un filtre de Kalman étendu. Deux observateurs ont été développés, permettant soit un temps de calcul plus faible avec un modèle simple, soit une précision augmentée par l'estimation du couple de charge. Ces observateurs ont pu être testés expérimentalement sur différents bancs d'essais, dont l'un développé dans le cadre de la thèse, sur deux cas d'application : la surveillance de l'état de santé du capteur de position et la commande en position sans capteur mécanique. Les résultats, qui ont été confirmés sur chacun des bancs testés, ont montré d'excellentes performances des observateurs pour le cas de la surveillance du capteur, et des performances un peu moins bonnes dans le cas de la commande sans capteur. Cette différence provient du fait que la dynamique de l'observateur et de la commande deviennent interconnectées dans le cas de la commande sans capteur, ce qui peut nuire à la stabilité. Ces performances restent inférieures à celles d'un capteur réel. Cette différence peut cependant être expliquée par le fait que le capteur utilisé ici est la machine.

Dans cette thèse, nous avons également développé deux observateurs dédiés aux applications d'asservissement en vitesse. Le premier est un observateur LPV synthétisé par une approche robuste, et le second est un observateur à modes de glissement d'ordre deux adaptatif. Des tests de faisabilité sur banc d'essai ont été réalisés qui valident ces méthodes.

Malgré les bonnes performances obtenues, certains points restent encore à améliorer, pour lesquels quelques pistes sont envisageables :

- Les performances en présence de couple introduisent un biais qu'il faut corriger. Une solution repose sur une analyse des équilibres du système en présence de couple. La structure de la commande est en effet particulière, puisqu'elle utilise une transformation de Park dépendant de la position estimée.
- Un choix sur l'intégration de la solution dans l'électronique doit être réalisé. Elle peut actuellement être réalisée par un FPGA (Field-programmable Gate Array) ou un DSP (Digital Signal Processing). Comme le nombre d'opération du filtre de Kalman étendu est élevé, l'intégration sur un FPGA peut être difficile. Une solution sur DSP va cependant entraîner un pas de calcul important. Une étude doit donc être menée pour déterminer plus clairement les possibilités de ces deux solutions.
- L'observateur de Kalman étendu a de très bonnes performances, mais demande un temps de calcul notablement important (10 fois plus long que l'observateur linéaire dans notre cas). La méthode d'estimation développée dans cette thèse n'étant pas liée à l'utilisation d'un observateur particulier, l'utilisation d'autres observateurs non linéaires est possible. Conjointement à l'étude de Kalman, nous avons commencé à étudier l'utilisation d'observateurs à modes de glissement d'ordre un, de

filtre de Kalman non parfumé, ou d'observateurs grand gain. Les premiers résultats de simulation sont prometteurs et la prolongation de cette étude peut être envisagée.

- Les performances de l'observateur de Kalman peuvent également être améliorée. Une solution repose sur une connaissance plus approfondie de l'actionneur, en particulier de son comportement mécanique, qui peut être utilisé pour choisir les bonnes fréquences à exciter pour la mise en vibration, ou pour mieux modéliser les couples de charge. La connaissance de l'environnement de l'actionneur peut également permettre d'éviter des fréquences polluées par des vibrations extérieures non modélisées. Comme pour les machines à pôles saillants, l'intégration de la commande sans capteur peut se faire dès la conception de l'actionneur.
- Les performances obtenues par les observateurs LPV et super-twisting adaptatif sont satisfaisantes, mais peuvent encore être améliorées. Notamment, les observateurs ont été dans cette thèse synthétisée sous forme continue, leur synthèse sous forme discrète peut avoir un impact non négligeable sur les résultats expérimentaux.

Annexe A

Transformations de repère usuelles

Pour passer d'un repère triphasé à un repère diphasé, on utilise différentes transformations. Les plus classiques sont la transformation de Concordia, qui permet de passer du repère triphasé au repère diphasé α - β , et la transformation de Park qui permet de passer du repère diphasé α - β au repère diphasé d - q .

A.1 Transformation de Concordia/Clarkes

La transformation de Concordia (de même que la transformation de Clarkes) se donne simplement par une matrice de passage d'un repère triphasé à un repère diphasé plus une composante homopolaire indicée h :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} = k \cdot C_{33} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Comme le neutre n'est pas relié, la composante homopolaire X_h est nulle, ce qui permet de simplifier l'équation A.1 en :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = k \cdot C_{23} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

avec :

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

Le coefficient k est un coefficient de normalisation :

- pour $k = 2/3$ (transformation de Clarkes), la transformation conserve la norme de X , c'est à dire pour les moteurs électriques les courants, tensions et flux ;

- pour $k = \sqrt{2/3}$ (transformation de Concordia), la transformation conserve la norme de la puissance et du couple.

Dans toute la suite de cette thèse, c'est la norme des courants, tensions et flux qui sera conservée.

A.2 Transformation de Park

La transformation de Park correspond à la matrice de rotation du repère α - β vers le repère d-q, avec un angle θ :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = R(\theta) \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

La matrice de passage du repère triphasé vers le repère diphasé se définit alors par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = k \cdot P_{23} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

avec :

$$P_{23} = R(\theta) \cdot C_{23} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

A.3 Transformations inverses

Les matrices de passages des transformation inverses se définissent par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = k_{inv} \cdot C_{32} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

et :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = k_{inv} \cdot P_{32} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

On a en outre :

$$C_{32} = C_{23}^T \quad (\text{A.7})$$

$$P_{32} = P_{23}^T \tag{A.8}$$

Le coefficient k_{inv} est donné par :

- $k_{inv} = 1$ si $k = 2/3$;
- $k_{inv} = \sqrt{(2/3)}$ si $k = \sqrt{(2/3)}$.

Dans la suite, on prendra par conséquent k_{inv} égal à 1.

Annexe B

Notions sur l'observabilité

Sont considérés les modèles mis sous forme d'état de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x, u) \\ y = H(x) \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

L'élaboration des lois de commandes nécessite souvent de connaître l'état $x(t)$ du système. La problématique de l'observabilité est de savoir si le vecteur de sortie $y(t)$ contient suffisamment d'informations sur le comportement du système. Les définitions suivantes s'appliquent pour tous les systèmes.

Définition B.1 *Deux états sont dits indistinguables si, à tout instant, les sorties respectives sont identiques quelle que soit l'entrée admissible du système. Elles sont U-indistinguables si cette propriété est vérifiée sur un sous-ensemble U de l'ensemble de définition et que les trajectoires des états sont contenues dans U.*

Définition B.2 *Un système est dit observable s'il n'a pas d'états indistinguables. Un système est dit localement observable si pour tout état X et pour tout voisinage ouvert U de cet état, il n'existe pas d'état U-indistinguishable avec X.*

B.1 Observabilité en linéaire

Est considéré le cas particulier des systèmes linéaires sous la forme d'état :

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (\text{B.2})$$

Théorème B.1 (Critère de Kalman pour les systèmes linéaires)

Le système linéaire invariant B.2 est dit observable si et seulement si la matrice d'observabilité :

$$O_L = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

est de rang n (où n est la dimension de x). Dans ce cas, on dit aussi que la paire (A, C) est observable.

B.2 Observabilité en non linéaire

L'observabilité en non-linéaire est généralement donné au sens localement faiblement observable donné par la définition suivante :

Définition B.3 Un système est dit faiblement observable si pour tout état, il existe un voisinage ouvert V tel que cet état n'ai pas de pair indistinguable sur V . Il est dit localement faiblement observable si pour tout voisinage ouvert U de V , l'état ne possède pas de pair U -indistinguable.

Théorème B.2 (Observabilité locale faible des systèmes non linéaires)

Un système non linéaire de la forme B.1 est dit localement faiblement observable si et seulement si le rang de la matrice :

$$O_{NL} = \begin{bmatrix} d_x h \\ d_x L_f h \\ \dots \\ d_x L_f^{n-1} h \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

est égal au rang n du système avec :

- x les états, f et h les fonctions données par le modèle non-linéaire,
- $L_f h$ est la dérivée de Lie de h selon le champ de vecteur f .

$$L_f h = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$$

Le caractère local, tel que défini ici, est une condition plus forte que l'observabilité globale. En revanche, on peut définir aussi une observabilité locale au sens plus classique du linéarisé tangent, qui est une condition moins forte que l'observabilité globale :

Théorème B.3 (Observabilité locale des systèmes non-linéaires)

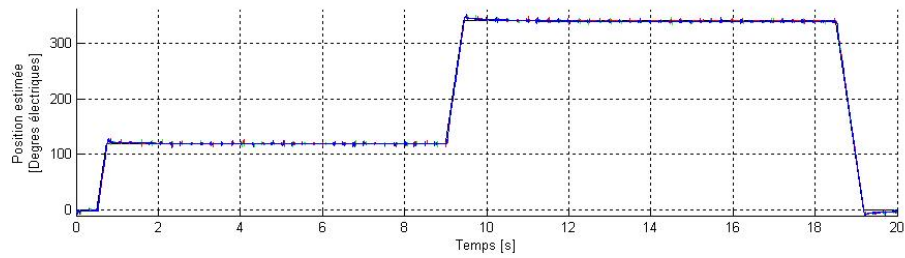
Soit (x_e, u_e) un point d'équilibre du système B.1, avec f et h continuellement différentiables. Alors, si le modèle de la forme B.2 obtenu après linéarisation autour du point d'équilibre donne une paire (A, C) observable, le système non-linéaire est localement observable (au sens du linéarisé tangent).

Annexe C

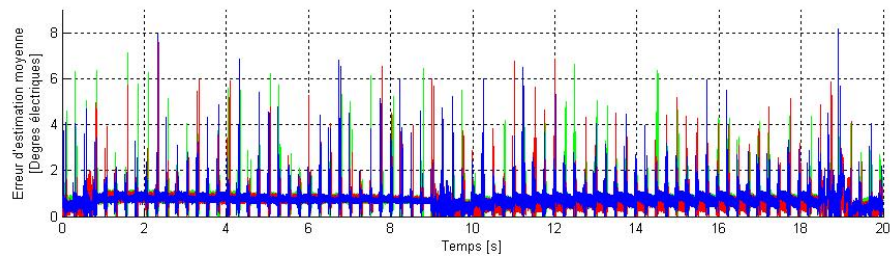
Résultats complémentaires : Observateur de Kalman étendu

C.0.1 Robustesse aux incertitudes paramétriques

C.0.2 Temps de réponse

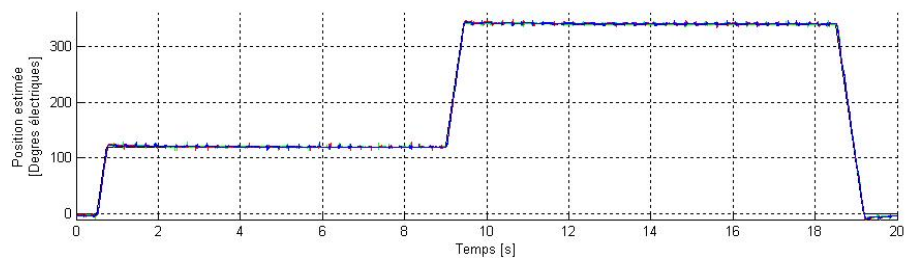


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

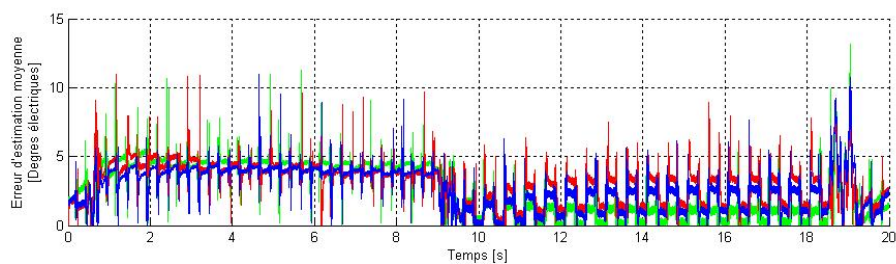


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

FIGURE C.1: Test de robustesse aux variations de R_s : surveillance du capteur de position

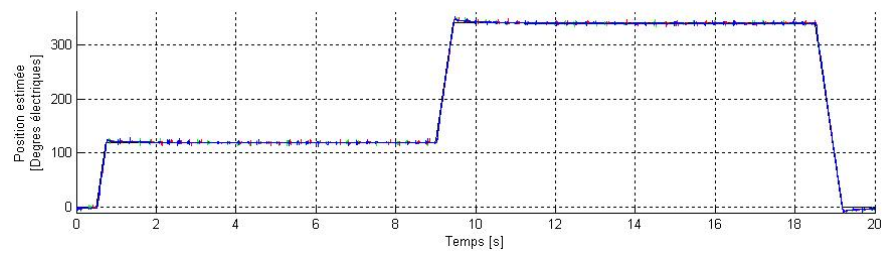


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

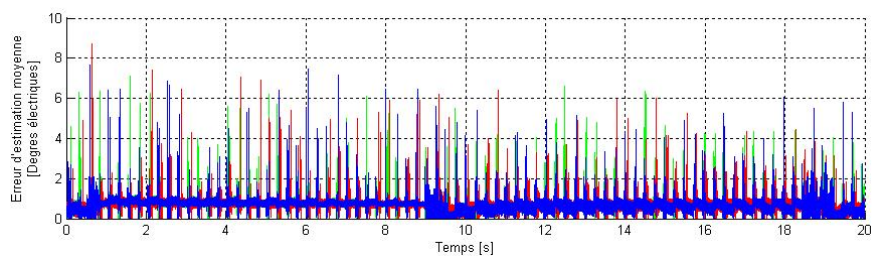


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $R_s - 50\%$ (bleu), $R_s + 50\%$ (rouge)

FIGURE C.2: Test de robustesse aux variations de R_s : commande sans capteur

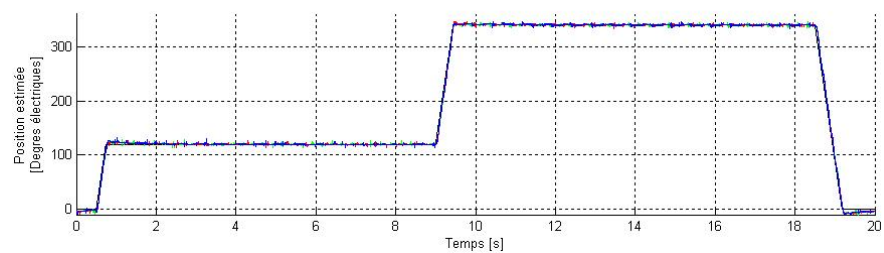


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), L_s -50% (bleu), L_s +50% (rouge)

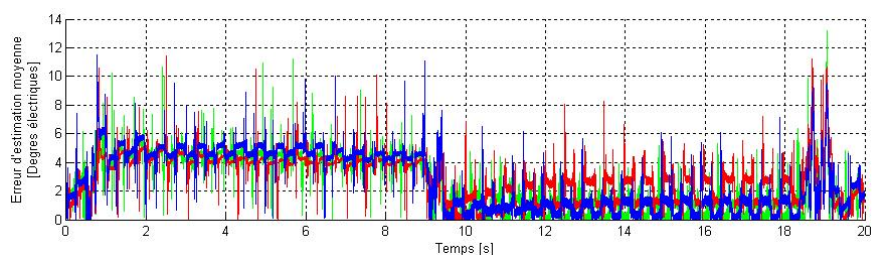


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), L_s -20% (bleu), L_s +20% (rouge)

FIGURE C.3: Test de robustesse aux variations de L_s : surveillance du capteur de position

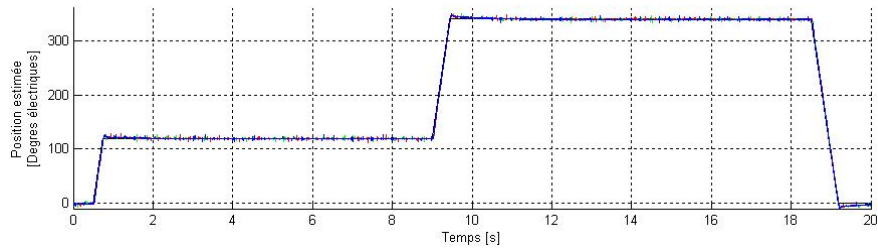


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), L_s -50% (bleu), L_s +50% (rouge)

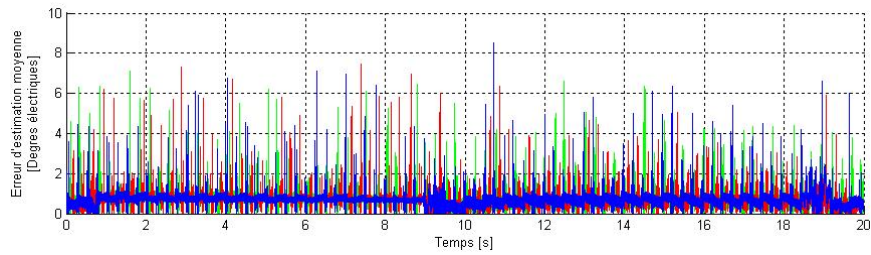


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), L_s -20% (bleu), L_s +20% (rouge)

FIGURE C.4: Test de robustesse aux variations de L_s : commande sans capteur

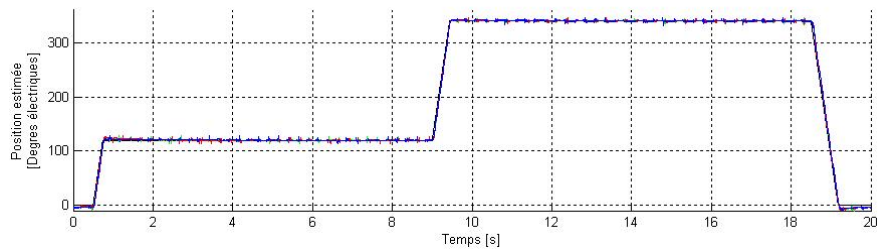


(a) Evolution de la position estimée : *consigne (noir)*, *référence (vert)*, $\phi_f - 50\%$ (bleu), $\phi_f + 50\%$ (rouge)

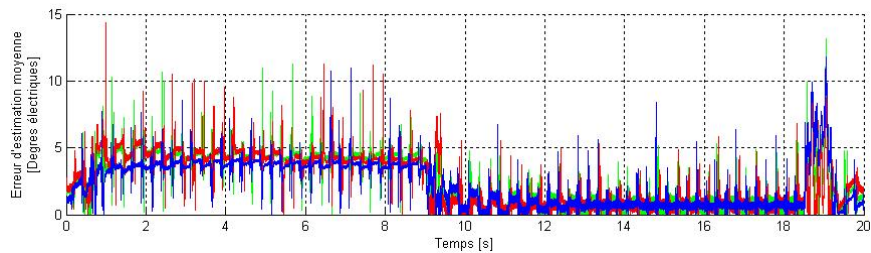


(b) Erreur d'estimation de position : *référence (vert)*, $\phi_f - 15\%$ (bleu), $\phi_f + 15\%$ (rouge)

FIGURE C.5: Test de robustesse aux variations de ϕ_f : surveillance du capteur de position

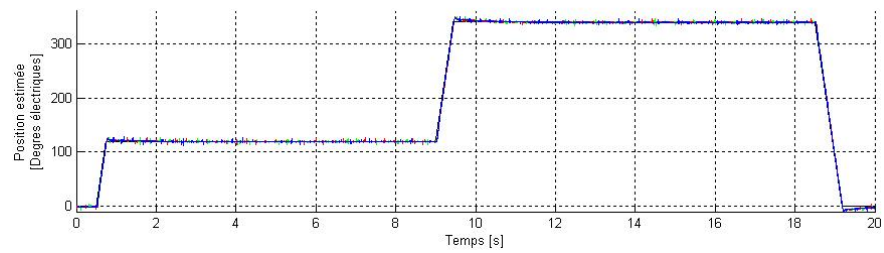


(a) Evolution de la position estimée : *consigne (noir)*, *référence (vert)*, $\phi_f - 50\%$ (bleu), $\phi_f + 50\%$ (rouge)

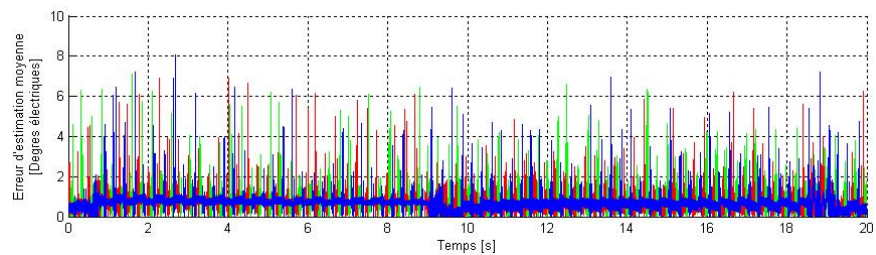


(b) Erreur d'estimation de position : *référence (vert)*, $\phi_f - 15\%$ (bleu), $\phi_f + 15\%$ (rouge)

FIGURE C.6: Test de robustesse aux variations de ϕ_f : commande sans capteur

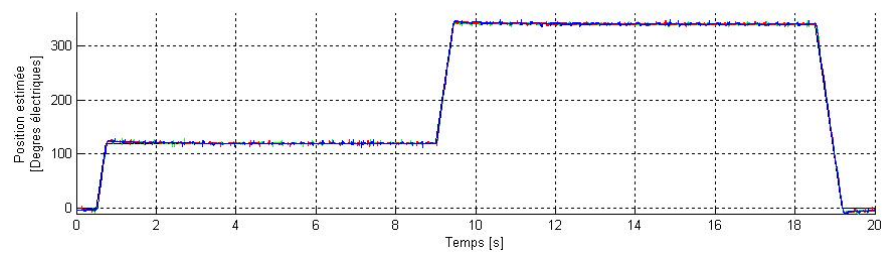


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $J - 50\%$ (bleu), $J + 50\%$ (rouge)

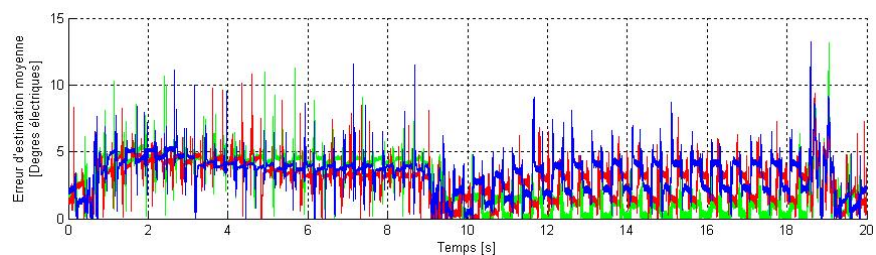


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $J - 50\%$ (bleu), $J + 50\%$ (rouge)

FIGURE C.7: Test de robustesse aux variations de J : surveillance du capteur de position

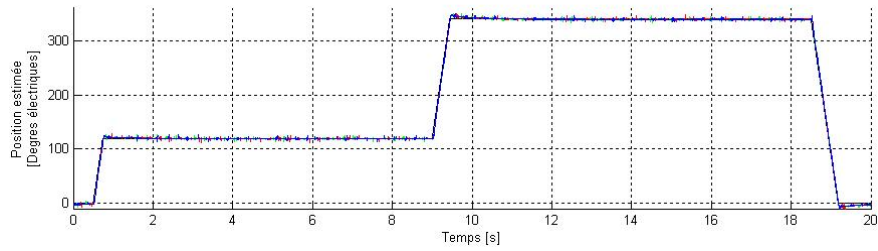


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $J - 50\%$ (bleu), $J + 50\%$ (rouge)

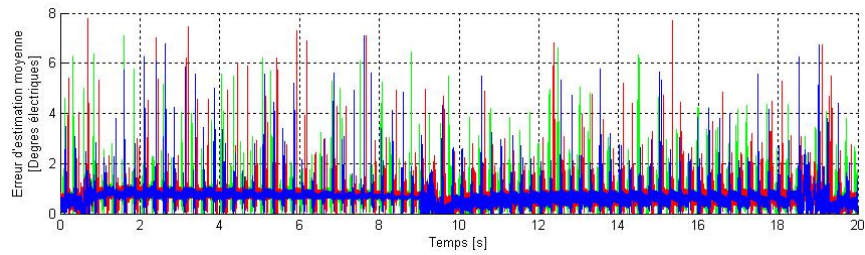


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $J - 50\%$ (bleu), $J + 50\%$ (rouge)

FIGURE C.8: Test de robustesse aux variations de J : commande sans capteur

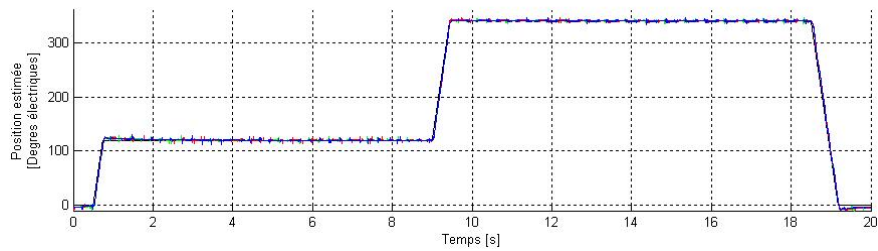


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $f_v - 50\%$ (bleu), $f_v + 50\%$ (rouge)

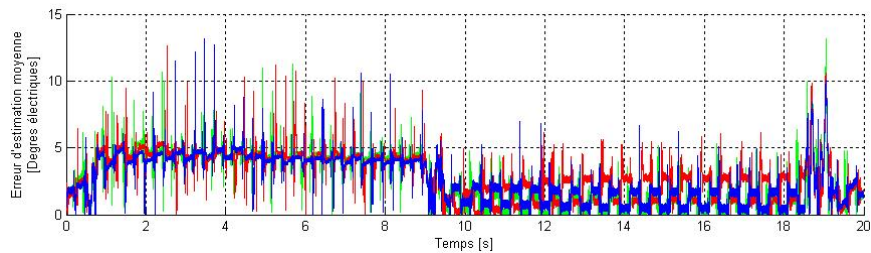


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $f_v - 50\%$ (bleu), $f_v + 50\%$ (rouge)

FIGURE C.9: Test de robustesse aux variations de f_v : surveillance du capteur de position

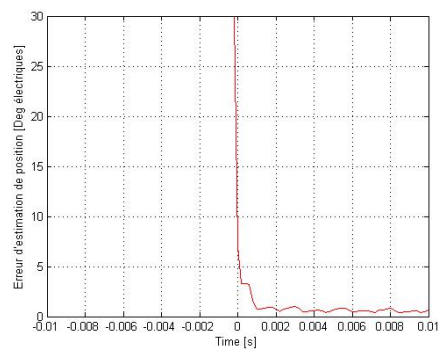
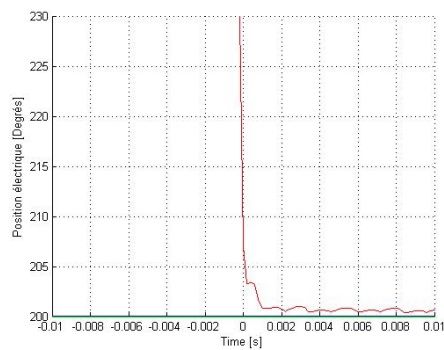


(a) Evolution de la position estimée : consigne (noir), référence (vert), $f_v - 50\%$ (bleu), $f_v + 50\%$ (rouge)

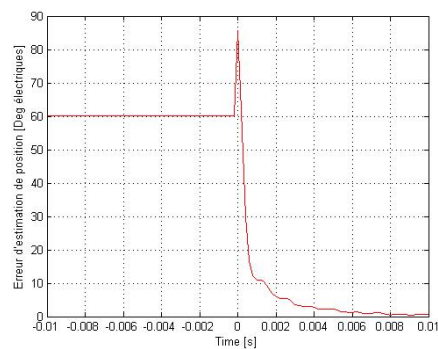
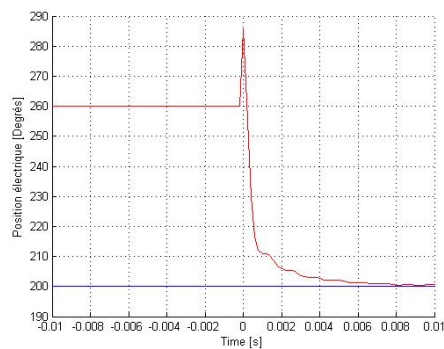


(b) Erreur d'estimation de position : référence (vert), $f_v - 50\%$ (bleu), $f_v + 50\%$ (rouge)

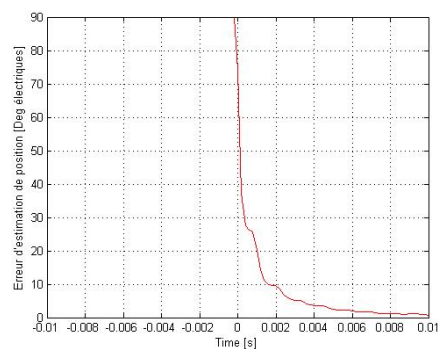
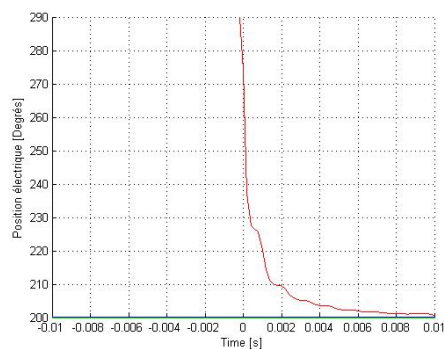
FIGURE C.10: Test de robustesse aux variations de f_v : commande sans capteur



(a) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=30^\circ$) (b) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=30^\circ$)

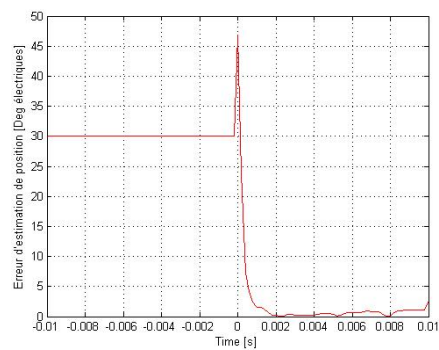
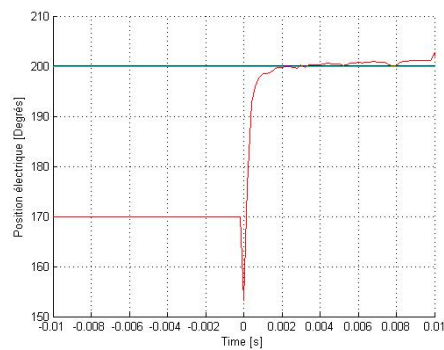


(c) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=60^\circ$) (d) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=60^\circ$)

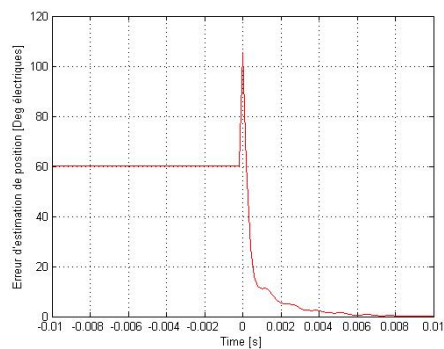
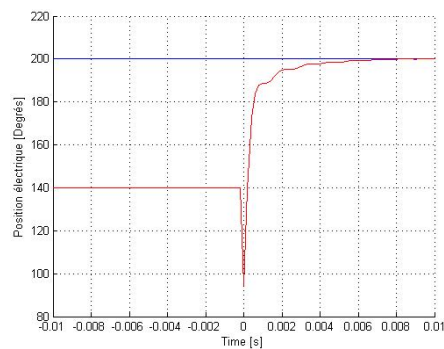


(e) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=90^\circ$) (f) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=90^\circ$)

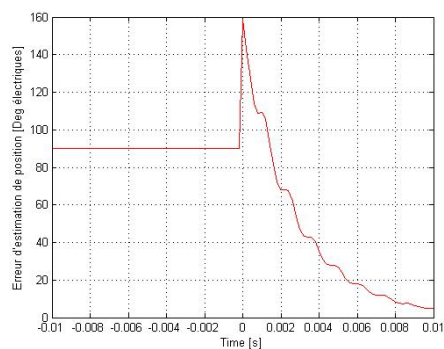
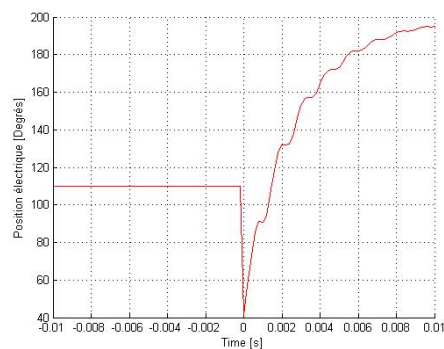
FIGURE C.11: Test de temps de réponse : erreur initiale positive



(a) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=30^\circ$) (b) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=30^\circ$)



(c) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=60^\circ$) (d) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=60^\circ$)



(e) Evolution de la position : position réelle (bleu) et position estimée (rouge) ($\epsilon_0=90^\circ$) (f) Erreur d'estimation de position ($\epsilon_0=90^\circ$)

FIGURE C.12: Test de temps de réponse : erreur initiale négative

Table des figures

1	Moteur EMA	xx
Problématique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP		
1.1	Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a, b, c)	3
1.2	Deux types de structures de MSAP	4
1.3	Passage du flux dans les machines à aimants en surface	4
1.4	Passage du flux dans les machines à aimants enterrés	5
1.5	Repères triphasé (a,b,c) , diphasé $(\alpha-\beta)$ et diphasé $(d-q)$	6
1.6	Correcteurs associés à la commande de la MSAP	11
1.7	Schéma de la commande de la MSAP	11
1.8	Commande de l'EMA	12
1.9	Repères diphasé $(\alpha-\beta)$, diphasé $(d-q)$ et diphasé estimé $(\gamma-\delta)$	14
1.10	Schéma de principe des méthodes classiques	19
Mise en évidence de l'observabilité de la MSAP à pôles lisses à basse vitesse		
2.1	Repères diphasé $(\alpha-\beta)$, diphasé $(d-q)$ et diphasé estimé $(\gamma-\delta)$	35
Méthode d'estimation de la position de la MSAP à pôles lisses pour sa commande en position sans capteur mécanique		
3.1	Schéma de principe de la méthode développée	51
3.2	Banc d'essai : Moteur	59
3.3	Banc d'essai : Puissance	60
3.4	Commande appliquée	64
3.5	Benchmark : Test de suivi de position	67
3.6	Test de suivi de position : surveillance du capteur, sans estimation du couple	68
3.7	Test de suivi de position : surveillance du capteur, avec estimation du couple	69
3.8	Test de suivi de position : commande sans capteur sans estimation du couple	71

3.9	Test de suivi de position : commande sans capteur avec estimation du couple	72
3.10	Test de répétabilité : surveillance du capteur de position	73
3.11	Test de répétabilité : commande sans capteur	74
3.12	Transition basse vitesse - haute vitesse	75
3.13	Test de répétabilité : caractéristiques de l'erreur et courant total	76
3.14	Test de répétabilité : spectre de l'erreur d'estimation	77
3.15	Benchmark : Maintient en position sous impact de charge	78
3.16	Test de robustesse au couple : surveillance du capteur, sans estimation de couple	79
3.17	Test de robustesse au couple : commande sans capteur sans estimation de couple	79
3.18	Test de robustesse au couple : surveillance du capteur, avec estimation de couple	80
3.19	Test de robustesse au couple : commande sans capteur avec estimation de couple	81
3.20	Robustesse aux incertitudes de R_s : surveillance du capteur	83
3.21	Robustesse aux incertitudes de R_s : commande sans capteur	83
3.22	Benchmark : Test de linéarité et d'hystérésis	85
3.23	Test de linéarité et hystérésis : surveillance du capteur	85
3.24	Test de linéarité et hystérésis : commande sans capteur	86
3.25	Effet du blocage du rotor sur la méthode classique et la méthode proposée	88
Observateur LPV synthétisé par approche robuste		93
4.1	Schéma de principe des observateurs linéaires et LPV	95
4.2	Formulation préférentielle de l'observateur LPV	96
4.3	Cas 1 : Profil de vitesse	99
4.4	Cas 2 : Maintient à vitesse constante sous impact de charge	99
4.5	Test de suivi de vitesse de référence : surveillance du capteur	101
4.6	Test de suivi de vitesse de référence : commande sans capteur	102
4.7	Test de robustesse au couple : surveillance du capteur	103
4.8	Test de robustesse au couple : commande sans capteur	104
4.9	Test de robustesse aux variations de R_s : surveillance du capteur	105
4.10	Test de robustesse aux variations de R_s : commande sans capteur	106
4.11	Test de robustesse aux variations de L_s : surveillance du capteur	107
4.12	Test de robustesse aux variations de L_s : commande sans capteur	108

Observateur adaptatif basé sur les modes de glissement d'ordre supérieur 110

4.13	Observateur-Dérivateur adaptatif dédié à la commande en vitesse	112
4.14	Schéma du dérivateur adaptatif	114
4.15	Test de suivi de vitesse de référence : surveillance du capteur	116
4.16	Test de suivi de vitesse de référence : commande sans capteur	117
4.17	Test de robustesse au couple : surveillance du capteur	118
4.18	Test de robustesse au couple : commande sans capteur	119

Résultats complémentaires : Observateur de Kalman étendu 133

C.1	Test de robustesse aux variations de R_s : surveillance du capteur de position	134
C.2	Test de robustesse aux variations de R_s : commande sans capteur	134
C.3	Test de robustesse aux variations de L_s : surveillance du capteur de position	135
C.4	Test de robustesse aux variations de L_s : commande sans capteur	135
C.5	Test de robustesse aux variations de ϕ_f : surveillance du capteur de position	136
C.6	Test de robustesse aux variations de ϕ_f : commande sans capteur	136
C.7	Test de robustesse aux variations de J : surveillance du capteur de position	137
C.8	Test de robustesse aux variations de J : commande sans capteur	137
C.9	Test de robustesse aux variations de f_v : surveillance du capteur de position	138
C.10	Test de robustesse aux variations de f_v : commande sans capteur	138
C.11	Test de temps de réponse : erreur initiale positive	139
C.12	Test de temps de réponse : erreur initiale négative	140

Liste des tableaux

- 3.1 Paramètres des moteurs Leroy-Somer du banc AMPERE 60
- 3.2 Paramètres du moteur du banc SAGEM 61
- 3.3 Paramètres du moteur de l'EMA 61
- 3.4 Paramètres du moteur testé au laboratoire GREEN 62
- 3.5 Paramètres nominaux du moteur du banc INSA 65
- 3.6 Temps de réponse de la méthode 84

Bibliographie personnelle

- [1] Frederic Abry, Xuefang Lin Shi, and Aloïs Zgorski¹. Procédé de détection d'une position angulaire d'un rotor de machine synchrone. Patent No. FR2974465, October 2012.
- [2] Frederic Abry, Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, and Jean-Marie Retif. Sensorless position control for pmsm at zero speed and acceleration. In *14th European Conference on Power electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011.
- [3] Alaa Hidjazi, Lilia Sidhom, Aloïs Zgorski, and Xuefang Lin Shi. Speed and position estimation of permanent magnet synchronous motor using adaptative robust observer and differentiator. In *11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP'2013) (Accepté)*, 2013.
- [4] Alaa Hidjazi, Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, and Lilia Sidhom. Adaptative sliding mode observer-differentiator for position and speed estimation of permanent-magnet synchronous motor. In *3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electric Drives (SLED 2012)*, 2012.
- [5] Aloïs Zgorski, Benoît Bayon, Gérard Scorletti, and Xuefang Lin Shi. Lpv observer for pmsm with systematic gain design via convex optimization and its extension for standstill estimation of the position without saliency. In *3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electric Drives (SLED 2012)*, 2012.
- [6] Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, Frederic Abry, and Jean-Marie Retif. Commande en position sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses. In *7ème Conférence Internationale Francophone en Automatique (CIFA 2012)*, pages 1–9, 2012.
- [7] Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, and Jean-Yves Ghautier. Position and speed observation for surface permanent synchronous machine at standstill condition. In *11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP'2013) (Accepté)*, 2013.

1. Par ordre alphabétique d'inventeurs

Bibliographie

- [8]
- [9] Takashi Aihara, Akio Toba, Takao Yanase, Akihide Mashimo, and Kenji Endo. Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1) :202–208, January 1999.
- [10] A. Arias, C. Silva, G. Asher, J. Clare, and P. Wheeler. Use of a matrix converter to enhance the sensorless control of a surface-mount permanent-magnet ac motor at zero and low frequency. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(3) :440–449, April 2006.
- [11] A. Bado, S. Bolognani, and M. Zigliotto. Effective estimation of speed and rotor position of a pm synchronous motor drive by a kalman filtering technique. In *Proceedings of the 23th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 1992*, pages 951–957, 1992.
- [12] P. Balazovic and R. Filka. Sensorless pmsm control for h-axis washing machine drive. In *Proceedings of the Power Electronic Specialists Conference*, pages 4237–4242, 2008.
- [13] Todd D. Batzel, Daniel P. Thivierge, and Kwang Y. Lee. Application of sensorless electric drive to unmanned undersea vehicle propulsion. In *Proceedings of the 15th IFAC Triennial World Congress*, 2002.
- [14] Benoît Bayon. *Estimation robuste pour les systèmes incertains*. PhD thesis, Ecole Centrale de Lyon (ECL), 2012.
- [15] Benoît Bayon, Gérard Scorletti, and Eric Blanco. Robust l_2 -gain observation for structured uncertainties : an lmi approach. In *Proceedings of the 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, pages 4949–4954, Orlando, USA, December 12-15, 2011.
- [16] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part i : Nonadaptive methods. In *Proceedings of the 2010 XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*, pages 1–6, 2010.

-
- [17] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part ii : Adaptative methods. In *Proceedings of the 2010 XIX International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*, pages 1–6, 2010.
- [18] O. Benjak and D. Gerling. Review of position estimation methods for pmsm drives without a position sensor, part iii : Methods based on saliency and signal injection. In *Proceedings of the 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2010*, pages 1–6, 2010.
- [19] S. Bolognani, L. Tabiana, and M. Zigliotto. Extended kalman filter tuning in sensorless pmsm drives. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, 39(6) :1741–1747, november/december 2003.
- [20] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan. Extended-range pmsm sensorless speed drive based on stochastic filtering. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 16(1) :110–117, January 2001.
- [21] Stephen Boyd, Laurent El Ghaoui, Eric Feron, and Venkataramanan Balakrishnan. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, volume 15 of *Studies in Applied Mathematics*. Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), 1994.
- [22] S. Bujacz, A. Cichowski, P. Szczepankowski, and J. Nieznanski. Sensorless control of high-speed permanent magnet synchronous motor. In *Proceedings of the 13th European conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*, pages 1–10, 2009.
- [23] Tze-Fun Chan, P. Borsje, and Weimin Wang. Application of unscented kalman filter to sensorless permanent-magnet synchronous motor drive. In *Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2009*, pages 631–638, 2009.
- [24] Zhiqian Chen, Mutuwo Tomita, Shinji Doki, and Shigeru Okuma. New adaptative sliding observers for position and velocity sensorless controls of brushless dc motors. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 47(3) :582–591, june 2000.
- [25] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa, and S. De Caro. Sensorless ipms motor drive control for electric power steering. In *Proceedings of the 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*, pages 1488–1494, 2008.
- [26] F. Cupertino, P. Giangrande, L. Salvatore, and G. Pellegrino. Sensorless position control of permanent magnet motors with pulsating current injection considering end-effect. In *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, pages 1954–1961, 2009.
- [27] M. Debruyne. Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique. *Techniques de l'Ingénieur*, pages 1–18, août 2010.

-
- [28] Michael W. Degner and Robert D. Lorenz. Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(5) :1097–1104, September/October 1998.
- [29] S.V. Drakunov. Sliding-mode observers based on equivalent control method. In *Proceedings of the 31th IEEE Conference on Decision and Control*, pages 2368–2369, 1992.
- [30] G. el Murr, D. Giaouris, and J.W. Finch. Universal pll strategy for sensorless speed and position estimation of pmsm. In *Proceedings of the IEEE Region 10 and Third International Conference on Industrial and Information Systems, ICIIS 2008*, pages 1–6, 2008.
- [31] Matti Eskola. *Speed and position Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Matrix Converter and Voltage Source Converter Application*. PhD thesis, Tampere University of Technology, December 2006.
- [32] M. Fadel, R. Ruelland, G. Gateau, J.C. Hapiot, P. Brodeau, and J.P. Carayon. Commande sans capteur mécanique des actionneurs embarqués. *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, 4(9), 2005.
- [33] Grouz Faten and Sbita Lassaad. Speed sensorless ifoc of pmsm based on adaptive luenberger observer. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2(1), 2009.
- [34] O.C. Ferreira and R. Kannel. Encoderless control of industrial servo drives. In *Proceedings of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, PEMC 2006*, pages 1962–1967, 2006.
- [35] Gilbert Foo and M.F. Rahman. Sensorless sliding mode mtpa control of an ipm synchronous motor drive using a sliding mode observer and hf signal injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(4) :1270–1278, 2010.
- [36] L. Fridman and A. Levant. *Sliding modes of Higher order as natural phenomenon in control theory*, pages 107–133. Lectures Notes in Control and Information Science ; 217. Springer-Verlag, London, 1996.
- [37] Laurent Gasc. *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile, approches par la structure et par la commande*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [38] José C. Geromel and Mauricio C. De Oliveira. h_2 and h_∞ robust filtering for convex bounded uncertain systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 46(1) :100–107, January 2001.
- [39] Juan Manuel Guerrero, Michael Leetmaa, Fernando Briz, Antonio Zamarron, and Robert D. Lorenz. Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-

- based sensorless control methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(2) :618–626, March/April 2005.
- [40] Lennart Harnefors, Magnus Jansson, Rolf Ottersten, and Kai Pietilainen. Unified sensorless vector control of synchronous and induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 50(1) :153–160, February 2003.
- [41] Hao Hu, Guoqing Xu, and Bo Hu. A new start method fo sensorless brushless dc motor based on pulse injection. In *Proceedings of the Asia-Pacific power and Energy Engineering Conference, APPEEC 2009*, pages 1–5, 2009.
- [42] V.C. Ilioudis and N.I. Margaris. Pmsm sensorless speed estimation based on sliding mode observers. In *Proceedings of the 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*, pages 2838–2843, 2008.
- [43] Ji Hoon Jang, Seung KI Sul, Jung Ik Ha, Kozo Ide, and Mitsujiro Sawamura. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(4) :1031–1039, July/August 2003.
- [44] D. Janiszewski. Load torque estimation in sensorless pmsm drive using unscented kalmana filter. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2011*, pages 643–648, 2011.
- [45] P.L. Jansen and R.D. Lorenz. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 31(2) :204–207, March/April 1995.
- [46] S.J. Julier, J.K. Uhlmann, and H. Durrant-Whyte. A new approach for filtering nonlinear systems. In *Proceedings of the American Control Conference*, pages 1628–1632, 1995.
- [47] R.E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, 82 :35–45, 1960.
- [48] Jun Kang. Sensorless control of permanent magnet motors. *Control Engineering*, 57(4), April 2010.
- [49] Hassan K. Khalil. *Nonlinear Systems Third Edition*. Prentice Hall, 2002.
- [50] Hongryel Kim, Jubum Son, and Jangmyung Lee. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a pmsm. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 58(9) :4069–4077, september 2011.
- [51] J. Kim and S. Sul. New approach for high-performance pmsm drives without rotational position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1) :904–911, 1997.

-
- [52] Joonh-Sheok Kim and Seung-Ki Sul. High performance pmsm drives without rotational position sensors using reduced order observer. In *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, IAS'95*, pages 75–82, 1995.
- [53] P. Kokotovic, H.K. Khalil, and J. O'reilly. *Singular Perturbation Methods in Control. Analysis and Design*. Academic Press, London, 1986.
- [54] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, and H. Piquet. De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord. *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes*, 4(1), 2005.
- [55] Philippe Lautier. *Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande : Application à l'onduleur*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon, 1998.
- [56] Junggi Lee, Jinseok Hong, Kwanghee Nam, Romeo Ortega, Laurent Praly, and Alessandro Astolfi. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 25(2) :290–297, february 2000.
- [57] Wang Lei, Gu Shanmao, and Ye Shengwen and Fang Jinghuan. Research on novel high frequency signal extraction method based on extended kalman filter theory. In *Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA 2010*, pages 2419–2423, 2010.
- [58] R. Leidhold and P. Mutshler. Sensorless position detection in pm synchronous motors by injecting a high-frequency zero-sequence carrier. In *Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*, pages 1–10, 2009.
- [59] Arie Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6) :1247–1263, 1993.
- [60] Arie Levant. Robust exact differentiation via sliding mode technique. *Automatica*, 34(3) :379–384, 1998.
- [61] Arie Levant. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 76(9-10) :924–941, 2003.
- [62] M. Linke, R. Kennel, and J. Holtz. Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In *Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 2002*, pages 674–679, 2002.
- [63] Hao Liu, Thomas Nondahl, Peter Schmidt, Semyon Royak, and Mark Harbaugh. An online position error compensation method for sensorless ipm motor drives using

- high frequency signal injection. In *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, pages 1946–1953, 2009.
- [64] Jean-Paul Louis. *Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones*. Hermes, 2010.
- [65] D.G. Luenberger. An introduction to observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 16(6) :596–602, 1971.
- [66] Nobuyuki Matsui. Sensorless pm brushless dc motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(2) :300–308, April 1996.
- [67] Mitja Nemec, Uros Flisar, David Nedeljkovic, and Vanja Ambrozic. Accurate detection of initial rotor position in a multi-pole synchronous machine. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007*, pages 2274–2277, 2007.
- [68] T. Noguchi and S. Kondo. Mechanical-sensorless permanent-magnet motor drive using relative phase information of harmonic currents caused by frequency-modulated three-phase pwm carriers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(4) :1085–1092, July/August 2003.
- [69] Kittithuch Paponpen and Mongkol Konghirun. Speed sensorless control of pmsm using an improved sliding mode observer with sigmoid function. *ECTI Transaction on Electrical Engineering, Electronics and Communications*, 5(1) :51–55, February 2007.
- [70] F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini. Sensorless speed control of salient rotor pm synchronous machine based on high frequency signal injection and kalman filter. In *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002*, pages 623–628, 2002.
- [71] V. Petrovic, A.M. Stankovic, and M. Velez-Reyes. Sensitivity analysis of injection-based position estimation in pm synchronous motors. In *Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 22–25 Oct. 2001.
- [72] Jérôme Piaton. Moteur électrique pour actionneur rotolinéaire. Patent No. FR2940549, December 2008.
- [73] K. Raggl, B. Warberger, T. Nussbaumer, S. Burger, and J.W. Kolar. Robust sensorless control of a pmsm bearingless pump. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 538–545, 2008.
- [74] H. Rasmussen. Sensorless speed control including zero speed of non salient pm synchronous drives. *Bulletin of the polish academy of sciences : technical sciences*, 53(4) :293–298, 2006.

-
- [75] Konrad Reif, Stefan Günther, Engin Yaz, and Rolf Unbehauen. Stochastic stability of the discrete-time extended kalman filter. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(4) :714–728, April 1999.
- [76] L.A.S. Ribeiro, M.W. Degner, F. Briz, and R.D. Lorenz. Comparison of carrier signal voltage and current injection for the estimation of flux angle or rotor position. In *The 1998 IEEE Industry Application Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting*, volume 39, pages 452–459, 1998.
- [77] Ewald Robeischl and Manfred Schroedl. Optimized inform measurement sequence for sensorless pm synchronous motor drives with respect to minimum current distortion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40(2) :591–598, March/April 2004.
- [78] C. Scherer and S. Weiland. Linear matrix inequalities in control. Lecture Notes, Delft Center for Systems and Control (Delft University of Technology) and Departement of Electrical Engineering (Eindhoven University of Technology), 2004.
- [79] M. Schroedl, W. Staffler, and M. Hofer. Accuracy of the sensorless determined rotor position for industrial standard drives in the whole speed range. In *Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*, pages 1–6, 2009.
- [80] Manfred Schroedl. Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 51–56, 1990.
- [81] Manfred Schroedl and Thomas Stefan. Procédé et circuit de détection, sans capteurs, de la position angulaire d'une machine synchrone sans amortisseur, de préférence excitée par un aimant permanent, alimentée par convertisseur. Patent No. WO9201331, 1992.
- [82] S. Shinnaka. A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency - new pll method using high-frequency current component multiplied signal. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(3) :777–788, May/June 2008.
- [83] L. Sidhom, M. Smaoui, D. Thommasset, X. Brun, and E. Bideaux. Adaptive higher order sliding modes for two-dimentionnal derivative estimation. In *IFAC World Congress, Milano*, pages 3063–3071, 2011.
- [84] Lillia Sidhom. *Sur les différentiateurs en temps réel : algorithmes et applications*. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon, 2011.
- [85] C. Silva, G. Asher, and K.J. Sumner, M.and Bradley. Sensorless control in a surface

- mounted pm machine using rotating injection. *EPE Journal*, 13(3) :12–18, August 2003.
- [86] J.J.E. Slotine, J.K. Hedrik, and E. Misawa. On sliding observers for nonlinear systems. *Transactions of the ASME - Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 109(3) :245–252, 1987.
- [87] Jorge Solsona, Maria I. Valla, and Carlos Muravchik. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 43(4) :492–497, august 1996.
- [88] Guy Sturzer and Eddie Smigiel. *Modélisation et commande des moteur triphasés*. Technosup. Ellipses, 2000.
- [89] M. Tursini, R. Petrella, and A. Scafati. Speed and position estimation for pm synchronous motor using self-compensated back-emf observers. In *Proceedings of the IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics*, pages 5087–5092, 2006.
- [90] V. I. Utkin. Sliding modes control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 40(1) :23–36, 1993.
- [91] Oskar Wallmark and Lennart Harnefors. Sensorless control of salient pmsm drives in the transient region. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4) :1179–1187, August 2006.
- [92] Yi Wang, Jianguo Zhu, Youguang Guo, Yongjian Li, and Wei Xu. Torque ripples and estimation performance of high frequency signal injection based sensorless pmsm drive strategies. In *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010*, pages 1699–1706, 2010.
- [93] T. M. Wolbank, M.A. Vogelsberger, and M. Riepler. Identification and compensation of inverter dead-time effect on zero speed sensorless control of ac machines based on voltage pulse injection. In *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*, pages 2844–2849, 2008.
- [94] Rusong Wu and Gordon R. Slemon. A permanent magnet motor drive without a shaft sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(5) :1005–1011, 1991.
- [95] D. Zaltni, M. Ghanes, J.P. Barbot, and M.N. Abdelkrim. Synchronous motor observability study and an improved zero-speed position estimation design. In *Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control, CDC 2010*, pages 5074–5079, December 2010.
- [96] Dalila Zaltni, Mohamed Naceur Abdelkrim, and Malek ans Barbot Jean-Pierre Ghanes. Observability analysis of pmsm. In *Proceedings of the 2009 International Conference on Signals, Circuits and Systems*, 2009.

- [97] Zedong Zheng. *Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, ma 2008.

FOLIO ADMINISTRATIF
THÈSE SOUTENUE DEVANT L'INSTITUT NATIONAL
DES SCIENCES APPLIQUÉES DE LYON

NOM : ZGORSKI	DATE DE SOUTENANCE : 21/02/13
PRÉNOMS : Aloïs, Raphaël, Joseph	
TITRE : Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses - Application à un actionneur électromécanique pour aileron.	
NATURE : Doctorat	NUMÉRO D'ORDRE :
ECOLE DOCTORALE : Electronique, Electrotechnique, Automatique	
SPÉCIALITÉ : Génie Electrique	
<p>RÉSUMÉ : Le problème de la commande sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un problème très étudié dans le domaine de l'automatique et de l'électrotechnique. Le travail présenté s'intéresse au problème particulier de la commande sans capteur à basse vitesse des MSAP à pôles lisses. L'objectif est de proposer une méthode permettant de contrôler en position un actionneur électromécanique utilisé dans un contexte aéronautique (ici pour des ailerons).</p> <p>Une étude théorique des deux familles de machines, saillantes et non saillantes, a permis de montrer une différence d'observabilité des modèles de la MSAP selon la vitesse de la machine, avec en particulier une perte d'observabilité à basse vitesse pour les machines à pôles lisses. Pour pallier cette perte, de nouveaux modèles sont développés, qui prennent en compte des vibrations de la machine, sollicitée par une injection de signaux. Une nouvelle analyse, appliquée à ces modèles, permet de garantir l'observabilité de la machine sur toute la gamme de vitesse, y compris à l'arrêt. Nous avons donc proposé une approche d'observation de la position et de la vitesse basée sur ces nouveaux modèles avec une injection bien choisie. Contrairement aux méthodes classiques basées sur la saillance, cette approche est applicable à tous les types de machine. Elle a été validée sur plusieurs bancs d'essais dédiés par l'application d'un observateur de Kalman étendu. De nombreux tests ont été réalisés sur un benchmark dédié aux applications industrielles. Les résultats ont montré les performances, la robustesse et les limites des observateurs proposés.</p> <p>Nous nous sommes également intéressé à l'asservissement en vitesse de la machine, pour laquelle nous avons proposé deux méthodes de synthèse d'observateurs. La première est basée sur la synthèse d'un observateur LPV robuste par approche polytopique. La seconde utilise un observateur à modes de glissement d'ordre deux à gains adaptatifs. La faisabilité expérimentale de ces deux observateurs a été démontrée.</p>	
MOTS-CLÉS : machine synchrone à aimants permanents, commande sans capteur mécanique, actionneur électromécanique, méthode d'estimation de la position à basse vitesse	
LABORATOIRE DE RECHERCHES : AMPERE, UMR CNRS 5005	
DIRECTEUR DE THÈSE : Xuefang LIN-SHI	
PRÉSIDENT DU JURY : Jean-Paul LOUIS	
COMPOSITION DU JURY : Jean-Paul LOUIS, Maurice FADEL, Eduardo MENDES, Xuefang LIN-SHI, Jean-Marie RETIF, Jean-Luc MANCA, Eric BRIDOT, François-Noël LEYNART	