



HAL
open science

Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone

Ricardo Alvarez Salas

► **To cite this version:**

Ricardo Alvarez Salas. Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone. Automatique / Robotique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2002. Français. NNT: . tel-00198290

HAL Id: tel-00198290

<https://theses.hal.science/tel-00198290>

Submitted on 17 Dec 2007

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.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Automatique – Productique

préparée au

Laboratoire d'Automatique de Grenoble

dans le cadre de l'École Doctorale

Électronique, Électrotechnique, Automatique, Télécommunications, Signal

présentée et soutenue publiquement par

Ricardo ALVAREZ SALAS

le 14 janvier 2002

Titre :

***DÉVELOPPEMENT DE LOIS DE COMMANDES AVEC
OBSERVATEURS POUR MACHINE ASYNCHRONE***

Directeurs de thèse : Jean-Michel DION

Luc DUGARD

Co-Encadrant : Daniel ROYE

JURY

M. Robert PERRET	Président
M. Jean-Pierre BARBOT	Rapporteur
M. Jacques LOTTIN	Rapporteur
M. Jean-Michel DION	Directeur de thèse
M. Luc DUGARD	Directeur de thèse
M. Daniel ROYE	Co-Encadrant
M. Eduardo MENDES	Examineur

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Automatique de Grenoble (LAG) sous la direction conjointe de Monsieur Jean-Michel DION, Directeur de Recherche au CNRS et Directeur de la Fédération ELESA, et Monsieur Luc DUGARD, Directeur de Recherche au CNRS et Directeur du LAG. Je tiens à leur exprimer ma profonde gratitude pour les conseils et les encouragements qu'ils m'ont prodigués tout au long de cette étude. Ils m'ont toujours accordé les moyens nécessaires sans lesquels ce travail n'aurait pu être réalisé.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Daniel ROYE, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, pour avoir coencadré cette thèse.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Robert PERRET, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury de thèse.

Que Monsieur Jean-Pierre BARBOT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications, et Monsieur Jacques LOTTIN, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs d'Annecy, trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude pour m'avoir fait l'honneur de rapporter ce travail.

Je remercie tout particulièrement Monsieur Eduardo MENDES, Maître de Conférences à l'Univesité de Paris Sud, pour sa disponibilité, sa patience et sa gentillesse. Je lui suis infiniment reconnaissant pour les précieux conseils techniques qu'il m'a prodigué au cours de ce travail, ses grandes compétences dans de nombreux domaines ont rendus nos conversations très enrichissantes.

Mes remerciements vont également aux membres de l'équipe technique du LAG, en particulier : Messieurs Daniel REY, Jean BARNIER et Gabriel BUCHE pour leur aide précieuse lors des nombreux essais.

Je tiens également à remercier au CONACYT, Mexique, pour m'avoir fait bénéficier d'une bourse pendant toute la durée de mon DEA et ma thèse.

Je ne saurais oublier dans mes remerciements l'équipe administrative pour leur disponibilité et leur gentillesse : Marie-Thérèse DESCOTES-GENON, Marie-Rose ALFARA,

Isabelle SIBUT et Florence POUGET.

Je remercie enfin mes collègues doctorants qui m'ont accompagné pendant mon séjour au LAG, en particulier : Aurelian CONSTANTINESCU et Juan Carlos AVILA VILCHIS.

Table des figures

2.1	Transformation du repère $(1, 2, 3)$ dans $(\alpha, \beta, 0)$	24
2.2	Transformation du repère (α, β) dans (d, q)	25
3.1	Trajectoires de pôles des observateurs.	42
3.2	Erreur en norme en % sur l'estimée du flux ($\omega = 15 \text{ rad/s}$).	46
3.3	Erreur en norme en % sur l'estimée du flux ($\omega = 150 \text{ rad/s}$).	46
3.4	Erreur en phase en $^\circ$ sur l'estimée du flux ($\omega = 15 \text{ rad/s}$).	47
3.5	Erreur en phase en $^\circ$ sur l'estimée du flux ($\omega = 150 \text{ rad/s}$).	47
4.1	Principe de la commande vectorielle	56
4.2	Principe de la commande vectorielle directe en tension.	57
5.1	Trajectoires de référence pour le premier objectif de commande.	78
5.2	Trajectoires de référence pour le deuxième objectif de commande.	78
5.3	Références filtrées de vitesse et de flux.	80
5.4	Référence filtrée de position.	80
5.5	Vitesse et couple électromagnétique.	99
5.6	Norme du flux rotorique et couple électromagnétique.	100
5.7	Erreurs de poursuite.	101
5.8	Courants statoriques.	102
5.9	Tensions statoriques.	103
5.10	Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.	104
5.11	Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en vitesse.	105
5.12	Position et couple électromagnétique.	106
5.13	Norme du flux rotorique et couple électromagnétique.	107
5.14	Erreurs de poursuite.	109
5.15	Courants statoriques.	110

5.16	Tensions statoriques.	111
5.17	Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.	112
5.18	Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en position.	113
6.1	Banc d'essai. Schéma général.	117
6.2	Profils de consigne.	119
6.3	Profils de consigne pour le test des observateurs.	121
6.4	Discrétisation de l'observateur par modes glissants.	122
6.5	Commande FOC : vitesse et couple électromagnétique.	125
6.6	Commande FOC : poursuite en flux et en couple électromagnétique.	126
6.7	Commande FOC : erreurs de poursuite.	127
6.8	Commande FOC : grandeurs électriques.	128
6.9	Commande FOC : performances réelles en poursuite de flux et de couple.	129
6.10	Commande FOC : erreurs d'observation en courant et en flux.	130
6.11	Commande FOC : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).	131
6.12	Commande FOC : poursuite en flux et en couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).	132
6.13	Commande FOC : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).	132
6.14	Commande FOC : grandeurs électriques ($\Delta R_r = 50\%$).	133
6.15	Commande FOC : performances réelles en poursuite de flux et de couple ($\Delta R_r = 50\%$).	133
6.16	Commande FOC : erreurs d'observation en courant et en flux ($\Delta R_r = 50\%$).	134
6.17	Commande CMGI : vitesse et couple électromagnétique.	136
6.18	Commande CMGI : erreurs de poursuite.	136
6.19	Commande CMGI : grandeurs électriques.	136
6.20	Commande CMGI : erreurs d'observation en courant et en flux.	137
6.21	Commande CMGI : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).	137
6.22	Commande CMGI : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).	138
6.23	Commande CPS : vitesse et couple électromagnétique.	139
6.24	Commande CPS : erreurs de poursuite.	140
6.25	Commande CPS : grandeurs électriques.	140
6.26	Commande CPS : erreurs d'observation en courant et en flux.	140
6.27	Commande CPS : vitesse et couple de charge estimés.	141

6.28	Commande CPS : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).	141
6.29	Commande CPS : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).	142
B.1	Vitesse et couple électromagnétique ($\tau_L = 0$).	152
B.2	Norme du flux rotorique et couple électromagnétique ($\tau_L = 0$).	153
B.3	Erreurs de poursuite ($\tau_L = 0$).	154
B.4	Courants statoriques ($\tau_L = 0$).	155
B.5	Tensions statoriques ($\tau_L = 0$).	156
B.6	Norme du courant statorique et norme de la tension statorique ($\tau_L = 0$).	157
B.7	Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en vitesse ($\tau_L = 0$).	158

Liste des tableaux

2.1	Variables et paramètres du modèle de Park.	26
5.1	Paramètres de la machine du LGEP.	79
5.2	Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CBP.	94
5.3	Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CLES.	95
5.4	Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CMG.	95
5.5	Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CB.	95
5.6	Paramètres de réglage de correcteurs de la commande FOC.	95
5.7	Tableau comparatif des lois de commande.	98
6.1	Paramètres de la machine du LAG.	118
6.2	Temps de calcul d'une commande vectorielle avec observateur.	131

Table des matières

1	Introduction	17
2	Modélisation de la machine asynchrone	21
2.1	Introduction	21
2.2	Principe de fonctionnement	21
2.3	Transformation de Park	22
2.4	Représentation d'état	26
2.4.1	Choix des sorties	28
2.5	Conclusion	29
3	Observation de la machine asynchrone	31
3.1	Introduction	31
3.2	Observabilité des systèmes non linéaires	32
3.2.1	Observabilité de la machine asynchrone	33
3.3	Observateur par modes glissants	34
3.3.1	Principe	34
3.3.2	Synthèse de l'observateur	36
3.4	Observateur en cascade	38
3.4.1	Construction de l'observateur pour la machine asynchrone	40
3.4.2	Sensibilité paramétrique de l'observateur	42
3.5	Conclusion	45
4	Commande de la machine asynchrone	49
4.1	Introduction	49
4.2	Commande vectorielle directe	53
4.3	Commande par modes glissants	56

4.3.1	Principe	57
4.3.2	Application à la machine asynchrone	58
4.3.3	Commande en flux et en vitesse en cascade	61
4.3.4	Commande fondée sur le modèle réduit de la machine	61
4.4	Commande par modes glissants fondée sur un modèle singulièrement perturbé	63
4.4.1	Principe	64
4.4.2	Commande par modes glissants	66
4.4.3	Application à la machine asynchrone	71
4.5	Conclusion	74
5	Comparaison de lois de commande sur un exemple test : "Benchmark"	
	IJACSP	75
5.1	Modèle de la machine asynchrone	76
5.2	Présentation du "Benchmark" IJACSP	77
5.3	Présentation des lois de commande	79
5.3.1	Commande basée sur la passivité (CBP)	81
5.3.2	Commande par linéarisation entrée-sortie (CLES)	83
5.3.3	Commande par modes glissants (CMG)	85
5.3.4	Commande par "backstepping" (CB)	87
5.4	Réglage des paramètres	93
5.5	Comparaison de lois de commande	96
5.6	Conclusion	108
6	Résultats expérimentaux sur le banc d'essai du LAG	115
6.1	Introduction	115
6.2	Plate-forme expérimentale	115
6.3	Protocole expérimental	117
6.4	Mise en oeuvre des algorithmes	118
6.4.1	Prise en compte des retards	118
6.4.2	Discretisation des algorithmes	119
6.5	Comparaison expérimentale d'observateurs	121
6.6	Commande par modes glissants	131
6.6.1	Commande fondée sur le modèle réduit	134
6.6.2	Commande fondée sur le modèle singulièrement perturbé	137

6.7	Conclusions	142
7	Conclusions	145
7.1	Bilan	145
7.2	Perspectives	146
A	Discrétisation d'un système non linéaire	149
A.1	Discrétisation approchée	149
B	Poursuite en vitesse et en flux sans couple de charge. "Benchmark"	
	IJACSP	151
C	Article sur la comparaison expérimentale de lois de commande non linéaires soumis à CIFA 2002	159

Notations

Indices

1, 2, 3	Axes 1, 2 et 3 du repère triphasé
α, β	Axes α et β du repère diphasé lié au stator
d, q	Axes d et q du repère diphasé tournant lié au flux rotorique
s, r	Stator, rotor

Variables principales

i_s, u_s, ϕ_r	Courant, tension, flux
ω, θ	Vitesse mécanique, position du rotor
ω_s	Pulsation des courants statoriques
ω_{slip}	Pulsation de glissement
τ	Couple électromagnétique
τ_L	Couple de charge

Paramètres

R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique
M, L_s, L_r	Inductances mutuelle, statorique et rotorique
σ	Coefficient de fuites totales
T_r	Constante de temps rotorique
J	Inertie de l'ensemble tournant
f	Coefficient de frottement visqueux
p	Nombre de paire de pôles

Principaux symboles

$T_{(\alpha,\beta,0)}$	Matrice de transformation du repère (1, 2, 3) au repère (α, β)
$T_{(\alpha,\beta)}$	Matrice de transformation simplifiée
$T_{(d,q)}(\rho)$	Matrice orthonormale de rotation
\mathcal{I}_2	Matrice identité 2×2
\mathcal{O}_2	Matrice nulle 2×2

\mathcal{J}	Matrice antisymétrique $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
θ_a	Position du repère tournant
A, B, C	Matrices d'état (représentation continue)
A_k, B_k, C_k	Matrices d'état (représentation discrète)
T_e	Période d'échantillonnage
$\hat{}$	Grandeur estimée
$*$	Grandeur de référence
\wedge	Produit vectoriel
j	Opérateur complexe

Chapitre 1

Introduction

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause de caractéristiques de la machine asynchrone : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance et au développement de processeurs des signaux très puissants. Ainsi, le variateur asynchrone est devenu un actionneur électrique très intéressant pour de nombreuses applications industrielles. Il est incontestable qu'il y a une demande certaine pour intégrer cet actionneur dans la commande de procédés où un haut degré de précision est nécessaire, par exemple, robots et machines-outils ; mais également, dans les domaines de l'aérospatial, de la traction ferroviaire ou de la propulsion électrique des navires sans oublier les tâches industrielles plus classiques comme le levage, le pompage ou la ventilation [81].

La simplicité dans la conception mécanique et électrique (absence d'un collecteur mécanique) de ce type de machine a permis son emploi dans de nombreux domaines de l'industrie comme la chimie et la métallurgie. Néanmoins, cette simplicité apparente cache une grande complexité physique. En effet, dans la plupart des machines électriques, le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre un champ magnétique (inducteur) et un courant électrique (induit). Le contrôle du couple dépend donc de la maîtrise de ces deux grandeurs. Ainsi dans les machines à courant continu et synchrones, on dispose d'un moyen de contrôle du champ magnétique grâce à la disponibilité d'un inducteur séparé. Dans les machines à aimants permanents, les aimants permanents assurent cette fonction. Par contre, dans le cas de la machine asynchrone le couple électromagnétique résulte de

l'interaction du courant d'induit avec le champ magnétique qu'il a lui-même créé [20].

En outre, la répartition des courants conduit à une meilleure répartition thermique que dans le cas d'une machine à courant continu ce qui permet de réduire le poids, les dimensions et le coût de la machine.

Du point de vue de l'automatique, la machine asynchrone est un système dynamique qui pose un certain nombre de problèmes de commande à cause de ses caractéristiques : système non linéaire, multivariable et fortement couplé, dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge. De plus, certaines variables ne sont pas mesurables, notamment les flux, ce qui implique l'utilisation d'observateurs pour la commande [27, 58].

Par ailleurs, la mise en oeuvre de lois de commande pour machine asynchrone doit faire face à de nombreuses difficultés : discrétisation des algorithmes, incertitudes de modélisation, bruits de mesures, imperfections de l'onduleur, complexité des certains algorithmes de commande qui impose l'utilisation de calculateurs rapides. La commande de ce type de machines nécessite également l'utilisation de variateurs performants capables de générer des signaux variables aussi bien en fréquence qu'en amplitude via une Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

La validation des algorithmes de commande sur banc d'essai est une étape importante dans le développement des lois de commande pour machine asynchrone et nécessite des compétences variées. Le Laboratoire d'Automatique de Grenoble dispose d'un banc d'essai "Machine Asynchrone" [10, 17] financé en partie sur fonds propres, en partie grâce à des subventions dans le cadre du MENRT, du CNRS, et de la fédération ELESA CNRS-INPG, fédération de recherche pluridisciplinaire.

Enfin, les Laboratoires d'Automatique et d'Electrotechnique de Grenoble ont montré un intérêt commun pour cette étude à travers l'encadrement conjoint de cette thèse.

Dans ce contexte, les travaux présentés dans ce mémoire ont porté sur la réalisation d'algorithmes de commande et observation pour machine asynchrone, depuis la phase d'étude théorique jusqu'à la mise en oeuvre expérimentale, en prenant en compte les contraintes imposées par un banc d'essai industriel construit autour d'une machine asynchrone de moyenne puissance, alimentée par un onduleur de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion qui impose l'utilisation d'une valeur élevée de la période d'échantillonnage (1 *ms*).

Nous avons orienté nos travaux dans plusieurs directions qui ont abouti aux contribu-

tions suivantes :

- Nous avons étudié des observateurs de flux par modes glissants et à grand gain susceptibles de fournir des estimées de flux et de courant de bonne qualité dans toute la plage de fonctionnement ainsi que des méthodes de discrétisation performantes pour sa mise en oeuvre sur banc d'essai [9, 18, 29, 82, 83].
- La commande par modes glissants a été expérimentée par différents auteurs qui ont montré la faisabilité d'une telle approche [1, 12, 45, 62]. Il nous a semblé important d'évaluer ce type d'algorithmes par comparaison à d'autres lois de commande de type commande vectorielle sur le banc d'essai du LAG. Plusieurs algorithmes par modes glissants ont été développés et mis en oeuvre sur banc d'essai.
- Nous nous sommes intéressés au problème de la comparaison de lois de commande non linéaires dans le cadre d'un exemple test ("benchmark") sur la commande de la machine asynchrone proposé à la communauté internationale [70].
- Des résultats préliminaires sur l'analyse de stabilité de l'ensemble commande linéarisante et observateur à grand gain de type cascade ont été obtenus [56]. De la même manière, nous avons quelques résultats partiels sur la preuve de stabilité d'une commande fondée sur un modèle singulièrement perturbé avec l'observateur en cascade [57].

Le mémoire de thèse est organisé de la façon suivante :

Dans le chapitre 2, nous présentons brièvement la modélisation de la machine asynchrone à l'aide du modèle de Park. Nous donnons le modèle non linéaire sous forme de représentation d'état dans les différents repères utilisés dans ce travail.

Le chapitre 3 est consacré aux observateurs de flux et de couple de charge pour machine asynchrone. Nous présentons deux méthodes différentes de synthèse d'observateurs : les observateurs par modes glissants et les observateurs à grand gain de type cascade.

Dans le chapitre 4, nous présentons différentes techniques de commande pour la machine asynchrone. Cependant, nous nous intéressons plus particulièrement à la commande par modes glissants et nous montrons l'application au modèle de la machine asynchrone de ce type de commande.

Le chapitre 5, entièrement consacré à la commande, reprend un "benchmark" sur la commande machine de asynchrone proposé par le Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP) et le Laboratoire des Signaux et Systèmes (LSS) de Supélec dans le but de comparer différentes techniques de commande. Dans le cadre d'une collaboration entre le

LAG, le LGEP et le LSS, nous avons choisi des algorithmes qui font appel à des techniques de commande non linéaire :

- Commande basée sur la passivité,
- Commande basée sur la linéarisation entrée-sortie,
- Commande par modes glissants,
- Commande basée sur l'approche "integrator backstepping".

Nous présentons des résultats de simulation réalistes à l'aide de l'environnement de simulation développé au LGEP en langage C [66] afin de mettre en évidence les caractéristiques des différents algorithmes de commande. Une première validation expérimentale sur le procédé du LGEP est donnée en annexe C.

Dans le chapitre 6, nous présentons d'abord le banc d'essai du Laboratoire d'Automatique de Grenoble. Puis, nous détaillons les différentes étapes de la mise en oeuvre des algorithmes étudiés sur le banc. Le reste du chapitre est consacré à l'évaluation expérimentale des observateurs proposés au chapitre 4 et de certaines lois de commandes présentées au chapitre 5 en vue d'une analyse comparative de leurs performances respectives.

Enfin, quelques remarques et perspectives sont données dans le chapitre de conclusion.

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons une modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande et de l'observation de son état interne. La machine asynchrone est de nature triphasée mais sous certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons passer à une représentation biphasée équivalente, réduisant ainsi la complexité du modèle.

Ce chapitre est organisé en trois parties principales. La première partie est consacrée à la description sommaire du principe de fonctionnement de la machine. La seconde partie présente la transformation de Park qui permet d'obtenir un modèle de connaissance biphasé de la machine. Dans la troisième partie, nous donnons le modèle non linéaire sous forme de représentation d'état dans les différents repères utilisés dans ce travail. Nous renvoyons le lecteur à la liste non exhaustive des références [27, 20, 24, 53, 58] pour obtenir plus de détails sur la modélisation de la machine asynchrone.

2.2 Principe de fonctionnement

On se place dans le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. Pour ce type de machine, le rotor est constitué par un ensemble de barres longitudinales court-circuitées par deux anneaux et n'est pas accessible de l'extérieur. Ce fait explique sa robustesse par rapport aux autres machines électriques, mais aussi les difficultés rencontrées pour la commander. Par la suite, on considère que le rotor en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé.

Le stator alimenté par des courants de pulsation ω_s crée un champ tournant à la vitesse synchrone $\frac{\omega_s}{p}$ où p désigne le nombre de paires de pôles de la machine.

Ce champ induit dans les phases rotoriques des forces électromotrices, donc des courants de pulsation ω_s . Ces courants tendent à s'opposer à la variation de flux dans les spires du rotor provoquant ainsi la création d'un couple électromagnétique.

Quand le rotor tourne à la vitesse ω , les courants rotoriques ont pour pulsation $\omega_s - p\omega$. Si $\omega = \frac{\omega_s}{p}$, le rotor serait soumis à un champ fixe dans son espace, avec pour conséquence la nullité des courants induits et du couple électromagnétique. On parle alors de synchronisme. Ainsi la vitesse du rotor ω est nécessairement inférieure à $\frac{\omega_s}{p}$ en fonctionnement normal. La différence $\omega_s - p\omega$ est appelée pulsation de glissement et donne une image du couple [20].

2.3 Transformation de Park

Pour bien commander la machine asynchrone, il faut avoir un modèle assez fidèle de son comportement réel. Le modèle de Park apporte une solution satisfaisante [24, 58]. Les hypothèses simplificatrices qui permettent de mettre en place ce modèle sont les suivantes :

Hypothèse 2.3.1 *Symétrie de la machine (symétrie axiale, enroulements polyphasés équilibrés).*

Hypothèse 2.3.2 *Alimentation par un système de tensions triphasées symétriques et sinusoïdales.*

Hypothèse 2.3.3 *Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer.*

Hypothèse 2.3.4 *Caractéristiques linéaires du matériau magnétique.*

De façon générale, la transformation de Park permet d'obtenir une représentation biphasée équivalente de la machine. Cette transformation fait appel à deux changements de coordonnées : la transformation de Concordia et un changement de repère par rotation.

La transformation de Concordia permet de réduire le nombre d'équations électriques de la machine de six à quatre. Le système de coordonnées $(1, 2, 3)$ est ainsi transformé en un système de coordonnées orthogonales $(\alpha, \beta, 0)$ (figure 2.1). Cette transformation est

réalisée grâce à la matrice de transformation $T_{(\alpha,\beta,0)}$:

$$T_{(\alpha,\beta,0)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = T_{(\alpha,\beta,0)} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

où $[x_1, x_2, x_3]^T$ représente les grandeurs de chaque phase de la machine. La matrice de transformation inverse est donnée par $T_{(\alpha,\beta,0)}^{-1} = T_{(\alpha,\beta,0)}^T$, à cause de l'orthonormalité de $T_{(\alpha,\beta,0)}$.

Comme l'alimentation triphasée symétrique impose $\sum i = 0$, on peut vérifier que, d'après l'équation (2.2), $i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_1 + i_2 + i_3)$. Par conséquent, le courant et donc le flux s'annulent sur l'axe homopolaire. Ceci nous permet de simplifier la matrice de transformation en supprimant la dernière ligne de $T_{(\alpha,\beta,0)}$:

$$T_{(\alpha,\beta)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La transformation triphasée-diphasée s'écrit alors :

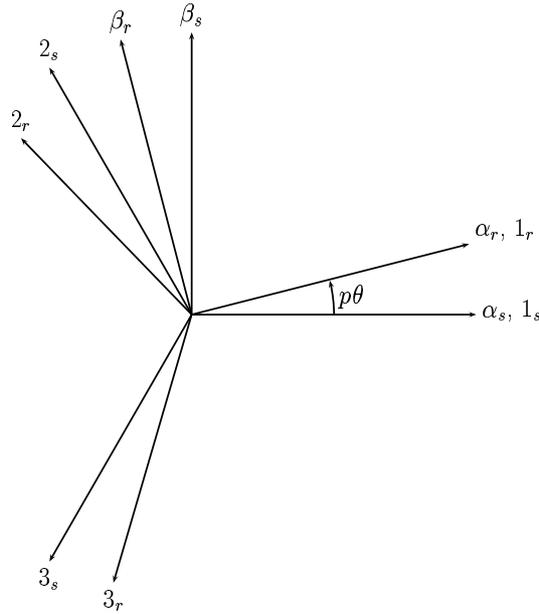
$$x_{\alpha\beta} = T_{(\alpha,\beta)} x_{123} \quad (2.4)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{(\alpha,\beta)} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La transformation inverse est donnée par $x_{123} = T_{(\alpha,\beta)}^T x_{\alpha\beta}$.

Afin de s'abstraire de la position du rotor, on exprime toutes les grandeurs dans un seul repère. Les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées dans le repère généralisé (d, q) , qui est décalé d'un angle θ_a par rapport au repère fixe (α, β) (figure 2.2). Cette transformation se fait à l'aide de la matrice orthonormale de rotation suivante :

$$T_{(d,q)}(\rho) = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

FIG. 2.1 – Transformation du repère (1, 2, 3) dans $(\alpha, \beta, 0)$.

$$x_{dq} = T_{(d,q)}(\rho)x_{\alpha\beta} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{(d,q)}(\rho) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

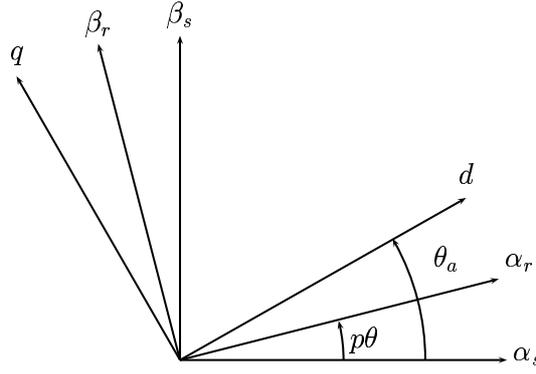
où l'angle de rotation ρ est donné par $\rho = \theta_a$ pour les grandeurs statoriques et $\rho = \theta_a - p\theta$ pour les grandeurs rotoriques. La transformation inverse s'obtient directement, $x_{\alpha\beta} = T_{(d,q)}^T(\rho)x_{dq}$.

Il est à remarquer que l'on peut construire une matrice qui transforme directement les grandeurs électriques du repère (1, 2, 3) dans le repère (d, q) . Elle est donnée par :

$$T(\rho) = T_{(\alpha,\beta)}T_{(d,q)}(\rho) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \rho & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Le repère de Park peut ainsi être positionné soit fixe par rapport au stator (repère (α, β)) soit tournant par exemple avec le flux rotorique (repère (d, q)).

Le modèle mathématique de la machine asynchrone, après transformation de Park,

FIG. 2.2 – Transformation du repère (α, β) dans (d, q) .

dans le repère (d, q) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_a \phi_{sq} \\
 u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_a \phi_{sd} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_a - p\omega) \phi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_a - p\omega) \phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Les relations entre les flux et les courants sont :

$$\begin{aligned}
 \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd} \\
 \phi_{rq} &= L_r i_{rq} + M i_{sq}
 \end{aligned}$$

avec $\omega = \frac{d}{dt} \theta$ où θ est la position mécanique angulaire du rotor et $\omega_a = \frac{d}{dt} \theta_a$ où θ_a est l'angle de changement de repère. Les variables et paramètres du modèle sont présentés dans le tableau 2.1. La différence entre ω_a et $p\omega$ est la vitesse de glissement $\omega_{stip} = \omega_a - p\omega$. Le couple électromagnétique τ développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel du flux $\vec{\phi}$ et du courant \vec{i} et s'exprime par la relation suivante :

$$\tau = \frac{pM}{L_r} (\vec{\phi} \wedge \vec{i}) \tag{2.11}$$

$$\tau = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \tag{2.12}$$

On remarque que d'autres formulations du couple sont possibles, cependant, elles restent

i_{sd}, i_{sq}	courants statoriques
i_{rd}, i_{rq}	courants rotoriques
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	flux statoriques
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	flux rotoriques
u_{sd}, u_{sq}	tensions statoriques
R_s, R_r	résistances statorique et rotorique
M, L_s, L_r	inductances mutuelle, statorique et rotorique
p	nombre de paires de pôles

TAB. 2.1 – Variables et paramètres du modèle de Park.

toujours des expressions non linéaires. La façon d'exprimer le couple dépend de la stratégie de commande adoptée.

Afin de concevoir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique :

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J}(\tau - f\omega - \tau_L) \quad (2.13)$$

où J représente l'inertie totale du moteur avec la charge, f le coefficient de frottement visqueux, et τ_L le couple de charge. Les équations (2.10), (2.12) et (2.13) constituent donc le modèle de base de la machine asynchrone.

2.4 Représentation d'état

En reprenant les équations (2.10), (2.12) et (2.13) on obtient le modèle non linéaire de la machine sous forme de représentation d'état :

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (2.14)$$

$$y = h(x) \quad (2.15)$$

où $x = [i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}, \omega]^T$, $u = [u_{sd}, u_{sq}]^T$, $y = h(x) = [\omega, \|\phi_r\|]^T$,

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + p\omega K \phi_{rq} \\ -\omega_a i_{sd} - \gamma i_{sq} - p\omega K \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_a - p\omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - p\omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{\tau_L}{J} \end{bmatrix},$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

et

$$\boxed{\begin{array}{l} T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \end{array}}$$

Les sorties considérées ici sont la vitesse du rotor et la norme du flux rotorique et les entrées sont les tensions statoriques.

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est le plus général. Cependant il faut connaître de façon exacte la position de ce repère. Le modèle dans le repère (α, β) permet de surmonter ce problème, il peut être obtenu du modèle précédent en prenant $\omega_a = 0$.

$$\dot{x} = \bar{f}(x) + gu \quad (2.16)$$

$$y = \bar{h}(x) \quad (2.17)$$

où $x = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \omega]^T$, $u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$, $y = \bar{h}(x) = [\omega, \|\phi_r\|]^T$,

$$\bar{f}(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + p\omega K \phi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - p\omega K \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\omega \phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{\tau_L}{J} \end{bmatrix},$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$

Une représentation alternative du modèle diphasé de la machine asynchrone dans le repère (d, q) est donnée par :

$$\frac{d}{dt}i_s = -[\gamma\mathcal{I}_2 + \omega_a\mathcal{J}]i_s + \left[\frac{K}{T_r}\mathcal{I}_2 - p\omega K\mathcal{J}\right]\phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}u_s \quad (2.18)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_r = \frac{M}{T_r}i_s - \left[\frac{1}{T_r}\mathcal{I}_2 + (\omega_a - p\omega)\mathcal{J}\right]\phi_r \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J}(\tau - f\omega - \tau_L) \quad (2.20)$$

$$\tau = \frac{pM}{L_r}i_s^T\mathcal{J}\phi_r \quad (2.21)$$

avec le vecteur des courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, le vecteur des flux rotoriques $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$, le vecteur des tensions statoriques $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$, \mathcal{I}_2 est la matrice identité 2×2 et $\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

2.4.1 Choix des sorties

Les sorties du modèle dépendent de l'objectif considéré : commande ou observation. Les sorties à commander sont la vitesse ou le couple de la machine et la norme (ou la norme au carré) du flux, i.e.

$$y_d = \begin{bmatrix} \omega \\ \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

où bien

$$y_d = \begin{bmatrix} \frac{pM}{L_r}(\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \\ \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Normalement, il est préférable de contrôler le couple électromagnétique pour assurer le maintien en sécurité de l'onduleur. Pour l'observation, les sorties (états mesurables) sont les courants statoriques et la vitesse dans le cas standard :

$$y_o = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état dans les différents repères utilisés pour cette étude. Cependant, nous n'avons pas détaillé l'environnement électrotechnique nécessaire à la mise en oeuvre de lois de commande. Ces informations sont détaillées dans le chapitre 6.

Chapitre 3

Observation de la machine asynchrone

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on s'intéresse au problème de la synthèse des observateurs pour la machine asynchrone. De façon générale, un observateur est une structure qui permet d'estimer l'état d'un système à partir des entrées et sorties mesurables. C'est ainsi que ce genre de systèmes dynamiques trouve une place privilégiée dans le domaine de la commande de machines asynchrones. En effet, la majeure partie des lois de commande pour ce type de machines fait appel à la connaissance d'états non mesurables (flux) [11, 12, 18, 33, 42, 43, 65, 87]. En outre, il y a aussi une demande industrielle importante concernant la commande de machines sans capteur de vitesse [6, 41, 63].

Dans une première partie, nous rappelons les notions d'observabilité des systèmes non linéaires. En effet, le modèle dynamique de la machine asynchrone est non linéaire, on étudie donc le problème de l'observation dans le contexte de systèmes non linéaires.

Ensuite, on présente deux méthodes différentes qui permettent de résoudre le problème de l'observation du flux de la machine, à savoir un observateur basé sur la théorie des modes glissants et un observateur à grand gain de type cascade. Avec ce dernier, il sera aussi possible d'estimer le couple de charge de la machine. La sensibilité paramétrique des observateurs considérés est discutée et leur évaluation sur banc d'essai est détaillée au chapitre 6.

3.2 Observabilité des systèmes non linéaires

Soit un système non linéaire de la forme :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (3.1)$$

où $x(t) \in \mathcal{R}^n$, $u(t) \in \mathcal{R}^m$ et $y(t) \in \mathcal{R}^p$.

Pour le système Σ décrit par (3.1), le rôle d'un observateur consiste à estimer l'état du système $x(t)$ à partir de grandeurs supposées connues que sont son entrée $u(t)$ et sa sortie $y(t)$.

Un observateur O pour le système Σ peut être représenté comme suit

$$O \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + k(h(\hat{x}(t)) - y(t)) \end{cases} \quad (3.2)$$

où k est le gain de l'observateur. L'observateur doit vérifier la propriété que l'état estimé converge vers l'état réel, c'est-à-dire $\|\hat{x}(t) - x(t)\| \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$. En général, si $\hat{x}(0) = x(0)$ alors pour tout $t \geq 0$ on a $\hat{x}(t) = x(t)$. De plus, si cette convergence est exponentielle, on parle d'un observateur exponentiel.

De façon générale, la propriété structurelle d'un système appelée observabilité est une condition nécessaire à l'existence d'un observateur. Cette propriété étant vérifiée, l'étape suivante consiste à réaliser la synthèse de l'observateur proprement dit.

La notion d'observabilité d'un système non linéaire a été formalisée dans [46], elle peut être définie à partir de la notion d'indistinguabilité d'une paire d'états, au sens où un système sera dit observable si toute paire d'états du système peut être distinguée grâce aux sorties correspondantes, pour au moins une entrée.

Contrairement au cas linéaire, l'observabilité d'un système non linéaire dépend de l'entrée appliquée. On doit donc prendre en compte le problème des entrées pour la synthèse de l'observateur.

Par la suite, on appellera entrée universelle, une entrée qui nous permettra de distinguer toute paire d'états. Dans le cas contraire, elle sera appelée entrée singulière. Également, on parlera de systèmes uniformément observables dans le cas particulier des systèmes dépourvus d'entrées singulières [13, 15].

Les critères permettant de déterminer l'observabilité d'un système non linéaire sont plus compliqués que dans le cas linéaire, en effet il n'existe pas de condition géométrique globale garantissant l'observabilité. Cependant, une notion d'observabilité locale faible a

été introduite dans [46] et peut être caractérisée par une condition du rang équivalente au cas linéaire.

Définition 3.2.1 [46] *Le système décrit par (3.1) est dit localement observable (ou observable au sens du rang), si pour un voisinage de x_0 il existe des entiers non négatifs l_1, l_2, \dots, l_p avec $l_1 + l_2 + \dots + l_p = n$ tels que dans \mathcal{R}^n , la matrice suivante :*

$$\mathbb{O} = \begin{bmatrix} L_f^0 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_1-1} \left(\frac{\partial h_1(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^0 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_2-1} \left(\frac{\partial h_2(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^0 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ L_f^1 \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \\ \vdots \\ L_f^{l_p-1} \left(\frac{\partial h_p(x)}{\partial x} \right) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

est non singulière.

Nous rappelons l'opérateur dérivée de Lie d'une fonction $h(x) : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ le long d'un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x) \dots f_n(x)] : L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$. De façon récursive, nous définissons $L_f^p h(x) = L_f(L_f^{p-1} h(x))$ avec $L_f^0 h(x) = h(x)$.

3.2.1 Observabilité de la machine asynchrone

Appliquons la définition 3.2.1 au système (2.16) lorsque la sortie est $y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \omega]^T$. On ne rencontre pas de difficulté pour trouver des entiers non négatifs, par exemple

$\{l_1, l_2, l_3\} = \{2, 2, 1\}$. On obtient ainsi la matrice d'observabilité suivante :

$$\mathbb{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & \frac{K}{T_r} & pK\omega & pK\phi_{r\beta} \\ 0 & -\gamma & -pK\omega & \frac{K}{T_r} & -pK\phi_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Le déterminant de cette matrice est $\det \mathbb{O} = \frac{K^2}{T_r^2} + p^2 K^2 \omega^2$. Le rang de la matrice \mathbb{O} est égal à l'ordre du système (5) et ceci indépendamment de la vitesse. Le système est donc uniformément localement observable.

Les observateurs de flux pour machine asynchrone formant un sujet qui a été très largement étudié dans la littérature [11, 12, 18, 33, 42, 43, 65, 87].

Dans les paragraphes suivants, on va présenter deux méthodes de synthèse différentes. On tient à souligner que l'objectif de ce travail n'est pas de réaliser une comparaison exhaustive des observateurs pour la machine asynchrone.

3.3 Observateur par modes glissants

Nous allons brièvement présenter la synthèse d'un observateur par modes glissants pour le cas d'un système non linéaire général, et les détails seront abordés dans les sections suivantes lors de l'application à la machine asynchrone. Pour plus de détails, voir par exemple [9, 82, 83].

3.3.1 Principe

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u) \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.5)$$

où $x \in \mathcal{R}^n$, $u \in \mathcal{R}^m$ et $y \in \mathcal{R}^p$. On suppose que le système est observable.

Pour le système (3.5), on définit l'observateur par modes glissants par :

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(\hat{x}, u) + \Lambda I_S \quad (3.6)$$

où $\hat{x} \in \mathcal{R}^n$, $\Lambda \in \mathcal{R}^{n \times p}$ est la matrice de gain d'observation à spécifier et $I_S \in \mathcal{R}^p$ est le vecteur signe discontinu :

$$I_S = \text{Sign}(S) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_p)]^T \quad (3.7)$$

où $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe classique et S est la surface de glissement suivante :

$$\begin{aligned} S &= NC\tilde{x} = [s_1, s_2, \dots, s_p]^T, \quad S \in \mathcal{R}^p \\ \tilde{x} &= x - \hat{x} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$N \in \mathcal{R}^{p \times p}$ est une matrice à spécifier.

Ainsi, la dynamique de l'erreur d'observation devient :

$$\dot{\tilde{x}} = f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda I_S \quad (3.9)$$

La surface de glissement $S = 0$ est attractive si et seulement si $s_i \dot{s}_i < 0$, pour $i = 1, \dots, p$ [82]. Cette condition définit la région dans laquelle le mode de glissement existe. Pendant le glissement, les dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduites de l'ordre n (système initial) à l'ordre $n - p$ (système équivalent d'ordre réduit).

Ensuite, on analyse les propriétés de cette dynamique réduite. Pour ce faire, on s'appuie sur la méthode de la commande équivalente [82].

La détermination de l'expression de la dynamique réduite est fondée sur le calcul du vecteur de commutation équivalent \tilde{I}_S sur la surface de commutation. A partir de la condition d'invariance $S \equiv 0$ et $\dot{S} \equiv 0$:

$$\dot{S} = NC\dot{\tilde{x}} = NC[f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u) - \Lambda \tilde{I}_S] = 0 \quad (3.10)$$

En supposant que la matrice NCA est inversible, on obtient

$$\tilde{I}_S = (NCA)^{-1}NC[f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \quad (3.11)$$

La substitution de \tilde{I}_S dans (3.9) nous permet d'obtenir la dynamique réduite

$$\dot{\tilde{x}}_{eq} = [I - \Lambda(NCA)^{-1}NC][f(x, u) - \hat{f}(\hat{x}, u)] \quad (3.12)$$

Enfin, la synthèse de l'observateur consiste à sélectionner les matrices N et Λ de façon à assurer, en même temps, l'attractivité de la surface de glissement et la stabilité de la dynamique réduite.

3.3.2 Synthèse de l'observateur

Dans cette partie, on présente un observateur de flux par modes glissants dans le repère (α, β) donné par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_{s\alpha} &= -\gamma \hat{i}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + p\omega K \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \Lambda_1 I_S \\
\dot{\hat{i}}_{s\beta} &= -\gamma \hat{i}_{s\beta} - p\omega K \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \Lambda_2 I_S \\
\dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r} \hat{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega \hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_3 I_S \\
\dot{\hat{\phi}}_{r\beta} &= \frac{M}{T_r} \hat{i}_{s\beta} + p\omega \hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_4 I_S
\end{aligned} \tag{3.13}$$

où $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3$ et Λ_4 sont les gains de l'observateur à synthétiser avec $\Lambda_j = [\Lambda_{j1} \ \Lambda_{j2}]$ pour $j = 1, 2, 3, 4$. Le vecteur I_S est donné par

$$I_S = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

et les surfaces de glissement sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
S &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \\
N &= \frac{1}{D} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -p\omega K \\ p\omega K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}, \quad D = \frac{K^2}{T_r^2} + p^2 \omega^2 K^2.
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Le choix de N est fait de manière à faciliter le calcul des gains de l'observateur. Les variables mesurables sont les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et la vitesse du rotor ω . On suppose que la vitesse ω est une fonction dérivable bornée et dont la dérivée $\dot{\omega}$ par rapport au temps est aussi bornée.

La dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} &= \frac{K}{T_r} \tilde{\phi}_{r\alpha} + p\omega K \tilde{\phi}_{r\beta} - \Lambda_1 I_S \\
\dot{\tilde{i}}_{s\beta} &= \frac{K}{T_r} \tilde{\phi}_{r\beta} - p\omega K \tilde{\phi}_{r\alpha} - \Lambda_2 I_S \\
\dot{\tilde{\phi}}_{r\alpha} &= -\frac{1}{T_r} \tilde{\phi}_{r\alpha} - p\omega \tilde{\phi}_{r\beta} - \Lambda_3 I_S \\
\dot{\tilde{\phi}}_{r\beta} &= -\frac{1}{T_r} \tilde{\phi}_{r\beta} + p\omega \tilde{\phi}_{r\alpha} - \Lambda_4 I_S
\end{aligned} \tag{3.16}$$

avec $[\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta}, \tilde{\phi}_{r\alpha}, \tilde{\phi}_{r\beta}]^T = [i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}, i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}, \phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}, \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}]^T$.

La synthèse de l'observateur consiste donc à déterminer les gains Λ_1 et Λ_2 de façon à assurer l'attractivité de la surface de glissement $S = 0$ et à calculer Λ_3 et Λ_4 tels que le système d'ordre réduit obtenu quand $S \equiv \dot{S} \equiv 0$ est localement stable.

Attractivité de la surface de glissement

Choisissons la fonction de Lyapunov candidate $V = \frac{1}{2}S^T S$. La condition d'attractivité de la surface $S = 0$ est donnée par :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} < 0 \quad \forall \quad S \neq 0 \quad (3.17)$$

avec

$$\begin{aligned} \dot{S} &= N \begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\tilde{i}}_{s\beta} \end{bmatrix} + \dot{N} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \\ &= N \left[\begin{pmatrix} \frac{K}{T_r} & p\omega K \\ -p\omega K & \frac{K}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} \right] + \dot{N} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.18)$$

où $\dot{N} = \begin{bmatrix} n_1 & -n_2 \\ n_2 & n_1 \end{bmatrix}$, $n_1 = -\frac{K}{T_r} \frac{2p^2 K^2 \omega \dot{\omega}}{D^2}$ et $n_2 = \frac{pK(D\dot{\omega} - 2p^2 K^2 \omega \dot{\omega})}{D^2}$.

Si on pose

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix} = N^{-1} \Delta, \quad \Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}.$$

Alors

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \left[\begin{pmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 & -n_2 \\ n_2 & n_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{pmatrix} \right] \\ &= s_1 [f_1 - \delta_1 \text{sign}(s_1)] + s_2 [f_2 - \delta_2 \text{sign}(s_2)] \end{aligned} \quad (3.19)$$

où $f_1 = \tilde{\phi}_{r\alpha} + n_1 \tilde{i}_{s\alpha} - n_2 \tilde{i}_{s\beta}$ et $f_2 = \tilde{\phi}_{r\beta} + n_2 \tilde{i}_{s\alpha} + n_1 \tilde{i}_{s\beta}$. Pour garantir l'attractivité de la surface $S = 0$, il suffit que les conditions suivantes soient satisfaites :

$$\begin{aligned} \delta_1 &> |f_1|_{max} \\ \delta_2 &> |f_2|_{max} \end{aligned}$$

Dynamique sur la surface de glissement

La propriété d'invariance de S permet d'obtenir le vecteur équivalent \tilde{I}_S . Ainsi sur la surface de glissement, la dynamique (3.18) devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tilde{I}_S \quad (3.20)$$

Le vecteur $I_S := \tilde{I}_S$ est égal à

$$\tilde{I}_S = \begin{bmatrix} \frac{\tilde{\phi}_{r\alpha}}{\delta_1} \\ \frac{\tilde{\phi}_{r\beta}}{\delta_2} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Avec cette dernière expression, le système d'ordre réduit s'écrit donc :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\tilde{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} - \frac{\Lambda_{31}}{\delta_1} & -p\omega - \frac{\Lambda_{32}}{\delta_2} \\ p\omega - \frac{\Lambda_{41}}{\delta_1} & -\frac{1}{T_r} - \frac{\Lambda_{42}}{\delta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Les gains de correction Λ_3 et Λ_4 sont calculés par identification à un système équivalent avec une dynamique qui assure le comportement désiré, à savoir :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\tilde{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\phi}_{r\alpha} \\ \tilde{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

avec $q_1, q_2 > 0$. Enfin, on obtient

$$\begin{bmatrix} \Lambda_3 \\ \Lambda_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{31} & \Lambda_{32} \\ \Lambda_{41} & \Lambda_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\omega\delta_2 \\ p\omega\delta_1 & (q_2 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

On remarque que l'observateur par modes glissants est, par construction, robuste en stabilité vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Considérons en effet le cas suivant :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{s\alpha} &= -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} + p\omega K \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} + \Lambda_1 I_S + \Delta p_1 \\ \dot{i}_{s\beta} &= -\gamma i_{s\beta} - p\omega K \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} + \Lambda_2 I_S + \Delta p_2 \\ \dot{\phi}_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega \hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_3 I_S \\ \dot{\phi}_{r\beta} &= \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + p\omega \hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_4 I_S \end{aligned} \quad (3.25)$$

où Δp_1 et Δp_2 sont des incertitudes de modélisation bornées par des fonctions connues ρ_1 et ρ_2 , respectivement, et S est donnée par (3.15). Il est possible de montrer que $S = 0$ est attractive en choisissant δ_1 et δ_2 tels que les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{aligned} \delta_1 &> |f_1|_{max} + \rho_1 \\ \delta_2 &> |f_2|_{max} + \rho_2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

3.4 Observateur en cascade

Dans cette partie, on donne, sans entrer dans les détails, le théorème principal qui permet de synthétiser un observateur à grand gain de type cascade.

Considérons la classe de systèmes qui peuvent être mis sous la forme "affine en cascade" suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_1(u, y)x_1 + g_1(u, y, x_1) \\ \dot{x}_i &= A_i(u, y)x_i + g_i(u, y, x_1, \dots, x_i) \text{ pour } i = 2, \dots, m. \\ y_i &= C_i x_i \text{ pour } i = 1, \dots, m. \end{aligned} \quad (3.27)$$

où $x_i = [x_{1,i}, x_{2,i}, \dots, x_{r_i,i}]^T \in \mathcal{R}^{n_i}$, n_i est la dimension du sous-système i pour $i = 1, \dots, m$, $\sum_{i=1}^m n_i = N$, N étant la dimension totale du système (3.27), $x_{j,i} \in \mathcal{R}^{p_i}$ sont les composantes de x_i pour $j = 1, \dots, r_i$, $y_i \in \mathcal{R}^{p_i}$ est la sortie du sous-système i , p_i est la dimension du i -ème vecteur de sortie, $\sum_{i=1}^m p_i = P$, P étant la dimension totale de l'espace de sortie et $r_i p_i = n_i$.

Les matrices $A_i \in \mathcal{R}^{n_i \times n_i}$ pour $i = 1, 2, \dots, m$ sont définies comme suit :

$$A_i(u, y) = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_{p_i} & a_{1,i}(u, y) & \mathcal{O}_{p_i} & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \\ \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & a_{2,i}(u, y) & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \ddots & a_{(r_i-1),i}(u, y) \\ \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \end{bmatrix}$$

où $a_{k,i}(u, y) \in \mathcal{R}^{p_i \times p_i}$ pour $k = 1, \dots, r_i - 1$, les termes g_i sont donnés par :

$$g_i(u, y, x_1, \dots, x_i) = \begin{bmatrix} g_{1,i}(v_i, x_{1,i}) \\ g_{2,i}(v_i, x_{1,i}, x_{2,i}) \\ \vdots \\ g_{r_i,i}(v_i, x_{1,i}, x_{2,i}, \dots, x_{r_i,i}) \end{bmatrix}$$

avec $v_i = [u, y, x_1, \dots, x_{i-1}]$ et $g_{j,i}(v_i, x_{1,i}, x_{2,i}, \dots, x_{j,i}) \in \mathcal{R}^{p_i}$ pour $j = 1, \dots, r_i$.

Les matrices C_i sont données par :

$$C_i = \begin{bmatrix} \mathcal{I}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \end{bmatrix}$$

où \mathcal{I}_{p_i} est la matrice identité $p_i \times p_i$ et \mathcal{O}_{p_i} est la matrice nulle $p_i \times p_i$.

Ensuite, on suppose que chaque sous-système satisfait les hypothèses suivantes :

Hypothèse 3.4.1 *Il existe des constantes positives $c_{1,i}$, $c_{2,i}$, $0 < c_{1,i} < c_{2,i} < \infty$ pour $i = 1, \dots, m$ telles que pour tout $x_i \in \mathcal{R}^{n_i}$, $0 < c_{1,i} \mathcal{I}_{p_i} \leq a_{k,i}^T(u, y) a_{k,i}(u, y) \leq c_{2,i} \mathcal{I}_{p_i} \leq \infty$ pour $k = 1, \dots, r_i - 1$.*

Hypothèse 3.4.2 Les fonctions $g_i(u, y, x_1, \dots, x_i)$ pour $i = 1, \dots, m$ sont globalement lipschitziennes par rapport à (x_1, \dots, x_i) et uniformément continues par rapport à u et y .

Hypothèse 3.4.3 $\sup_{\theta_i \geq 1} \left\| \dot{\Gamma}_i(u, y) \Gamma_i^{-1}(u, y) \right\| \leq L_i$ où θ_i et L_i sont des constantes positives et $\Gamma_i(u, y) = \text{diag} \left[\mathcal{I}_{p_i}, a_{1,i}(u, y), \dots, \prod_{j=1}^{r_i-1} a_{j,i}(u, y) \right]$ pour $i = 1, \dots, m$.

On remarque que l'hypothèse 3.4.1 implique que la matrice Γ_i est non singulière.

Enfin, on énonce le théorème suivant :

Théorème 3.4.1 [18, 29, 55] Considérons le système (3.27) satisfaisant les hypothèses 3.4.1, 3.4.2 et 3.4.3. Alors il existe $\theta_{0_i} > 0$ pour $i = 1, \dots, m$ tel que pour tout $\theta_i > \theta_{0_i}$, le système suivant

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= A_1(u, y)\hat{x}_1 + g_1(u, y, \hat{x}_1) + M_1(u, y)C_1(\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_i &= A_i(u, y)\hat{x}_i + g_i(u, y, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_i) + M_i(u, y)C_i(\hat{x}_i - x_i) \text{ pour } i = 2, \dots, m \end{aligned} \quad (3.28)$$

est un observateur exponentiel pour le système (3.27). Les matrices $M_i(u, y)$ représentent les gains de l'observateur donnés par :

$$M_i(u, y) = \Gamma_i^{-1}(u, y) \Delta_{\theta_i}^{-1} K_i \text{ pour } i = 1, \dots, m$$

où $\Delta_{\theta_i} = \text{diag}[\frac{1}{\theta_i} \mathcal{I}_{p_i}, \frac{1}{\theta_i^2} \mathcal{I}_{p_i}, \dots, \frac{1}{\theta_i^{r_i}} \mathcal{I}_{p_i}]$, $\theta_i > 0$ et les gains K_i sont tels que les matrices $(\bar{A}_i - K_i C_i)$ sont stables avec

$$\bar{A}_i = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{I}_{p_i} & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \ddots & \mathcal{I}_{p_i} \\ \mathcal{O}_{p_i} & \mathcal{O}_{p_i} & \dots & \mathcal{O}_{p_i} \end{bmatrix}.$$

3.4.1 Construction de l'observateur pour la machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on présente un observateur qui permet de reconstruire les quatre états électriques de la machine et qui donne une estimation du couple de charge en supposant qu'il est constant. Le premier pas vers la synthèse de l'observateur est d'exprimer

le modèle de la machine sous la forme (3.27) :

$$\dot{x}_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & K\mathcal{N} \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} -\gamma\mathcal{I}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \frac{M}{T_r}\mathcal{I}_2 & \mathcal{N} \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}\mathcal{I}_2 \\ \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} u \quad (3.29)$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{I}_2 & \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} x_1$$

$$\dot{x}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} x_2 + \begin{bmatrix} \varphi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$y_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x_2$$

où $x_1 = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$, \mathcal{I}_2 est la matrice identité 2×2 , \mathcal{O}_2 est la matrice nulle 2×2 et $\mathcal{N} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$, $x_2 = [\omega, \tau_L]^T$ et $\varphi = \frac{pM}{JL_r}(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{f}{J}\omega$.

L'observateur en cascade prend la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}}_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & K\mathcal{N} \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} \hat{x}_1 + \begin{bmatrix} -\gamma\mathcal{I}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \frac{M}{T_r}\mathcal{I}_2 & \mathcal{N} \end{bmatrix} \hat{x}_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}\mathcal{I}_2 \\ \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \theta_1 k_1 \mathcal{I}_2 & 0 \\ \frac{\theta_1^2 k_2}{K} \mathcal{N}^{-1} & 0 \end{bmatrix} (\hat{x}_1 - x_1) \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{x}}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{x}_2 + \begin{bmatrix} \hat{\varphi} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \theta_2 l_1 & 0 \\ -J\theta_2^2 l_2 & 0 \end{bmatrix} (\hat{x}_2 - x_2) \quad (3.32)$$

où $\hat{x}_1 = [\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}, \hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta}]^T$, $\hat{x}_2 = [\hat{\omega}, \hat{\tau}_L]^T$, $\hat{\varphi} = \frac{pM}{JL_r}(\hat{\phi}_{r\alpha}i_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{f}{J}\omega$, et $\theta_1, k_1, k_2, \theta_2, l_1$ et l_2 sont paramètres de synthèse constants.

Remarque 3.4.1 L'observateur utilisé dans [59] correspond à l'observateur pour le sous-système électrique (3.31) en prenant $\bar{k}_1 = \theta_1 k_1$, $\bar{k}_2 = \frac{\theta_1^2 k_2}{K}$ et $\text{adj}\mathcal{N}$ au lieu de \mathcal{N}^{-1} où $\text{adj}\mathcal{N}$ est la matrice adjointe de \mathcal{N} , c'est-à-dire :

$$\dot{\hat{x}}_1 = \begin{bmatrix} -\gamma\mathcal{I}_2 & K\mathcal{N} \\ \frac{M}{T_r}\mathcal{I}_2 & \mathcal{N} \end{bmatrix} \hat{x}_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}\mathcal{I}_2 \\ \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \bar{k}_1 \mathcal{I}_2 & 0 \\ \bar{k}_2 \text{adj}\mathcal{N} & 0 \end{bmatrix} (\hat{x}_1 - x_1) \quad (3.33)$$

Il est démontré dans [59] que l'observateur (3.33) permet de reconstruire les quatre états électriques de manière satisfaisante dans tous les domaines de fonctionnement de la machine. Cela a permis de l'insérer dans une commande non linéaire globalement stable. L'observateur (3.33) a exhibé de meilleures dynamiques que celles des observateurs comme [65, 87] c'est-à-dire meilleures estimations des flux et des courants pour toute vitesse. Pour cela, il nous a semblé intéressant de le comparer avec l'observateur (3.31). Les dynamiques

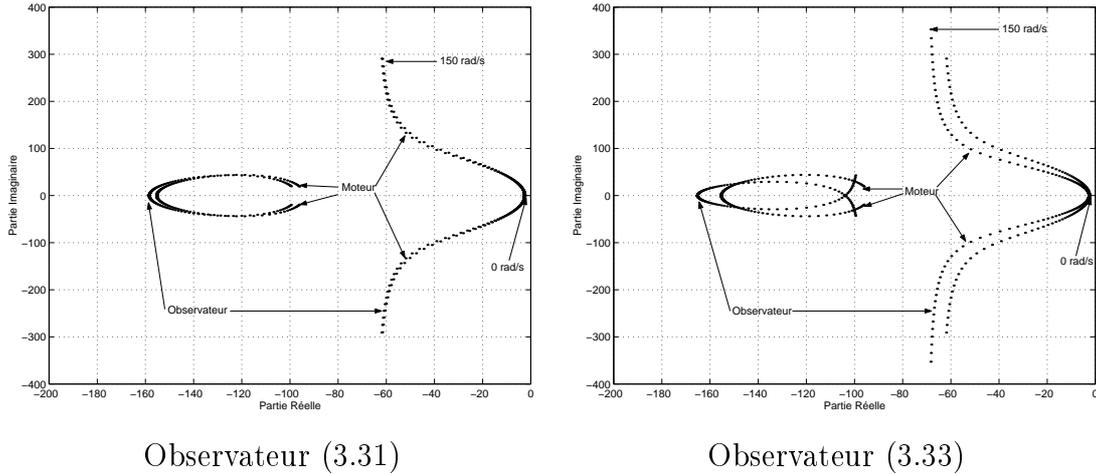


FIG. 3.1 – Trajectoires de pôles des observateurs.

des erreurs d'observation des observateurs (3.31) et (3.33) sont de dimension quatre et possèdent donc quatre pôles. La figure 3.1 présente les trajectoires de pôles des deux observateurs et de la machine dans le cadre linéaire afin de permettre une comparaison. On remarque que l'évolution des pôles est très semblable pour les deux observateurs. Les gains ont été pris égaux à $\theta_1 = 4.5$, $k_1 = 0.7$ et $k_2 = 0.12$ pour (3.31) et $\bar{k}_1 = 10$ et $\bar{k}_2 = 0.0015$ pour (3.33).

3.4.2 Sensibilité paramétrique de l'observateur

Il est bien connu que la variation en cours de fonctionnement des paramètres dans la machine asynchrone pose des problèmes pour l'estimation du flux. En outre, le comportement du système de commande dépend directement des erreurs dans l'estimation du flux, aussi bien en norme qu'en phase [59]. Afin de voir l'impact de la méconnaissance des paramètres sur les structures utilisées pour l'estimation de cette grandeur-là, il est possible de réaliser une analyse de sensibilité en comparant les erreurs en norme et en phase des estimateurs ou observateurs considérés. De la même manière, on peut évaluer la sensibilité des observateurs en fonction des gains.

Considérons deux structures distinctes et comparons les erreurs sur la norme et la phase du flux obtenues en régime permanent :

- Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la simulation de l'équation du flux

rotorique :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\hat{\phi}_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r}i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega\hat{\phi}_{r\beta} \\ \frac{d}{dt}\hat{\phi}_{r\beta} &= \frac{M}{T_r}i_{s\beta} + p\omega\hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta}\end{aligned}\quad (3.34)$$

– Observateur (3.31).

Dans cette analyse, nous ne considérons pas l'observateur par modes glissants (3.13) car sa structure est non linéaire même si nous supposons que la vitesse est constante.

Pour faciliter l'analyse, on utilise la notation complexe. Les équations électriques de la machine s'écrivent alors :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\underline{i}_s &= -\gamma\underline{i}_s + K\left(\frac{1}{T_r} - jp\omega\right)\underline{\phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s}\underline{u}_s \\ \frac{d}{dt}\underline{\phi}_r &= \frac{M}{T_r}\underline{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - jp\omega\right)\underline{\phi}_r\end{aligned}\quad (3.35)$$

où $\underline{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$, $\underline{\phi}_r = \phi_{r\alpha} + j\phi_{r\beta}$, $\underline{u}_s = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$ et j est le nombre imaginaire.

Supposons le cas d'un fonctionnement en régime permanent, toutes les grandeurs électriques sont donc sinusoïdales, d'amplitude et de pulsation constantes :

$$\underline{i}_s = \underline{I}_s e^{j\omega_s t}, \quad \underline{\phi}_r = \underline{\Phi}_r e^{j\omega_s t} \quad \text{et} \quad \underline{u}_s = \underline{U}_s e^{j\omega_s t}$$

où \underline{I}_s , \underline{U}_s , $\underline{\Phi}_r$ sont des vecteurs complexes de phase et de norme constante et ω_s est la pulsation statorique.

Leurs dérivées s'écrivent respectivement :

$$\frac{d}{dt}\underline{i}_s = j\omega_s \underline{I}_s e^{j\omega_s t}, \quad \frac{d}{dt}\underline{\phi}_r = j\omega_s \underline{\Phi}_r e^{j\omega_s t} \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt}\underline{u}_s = j\omega_s \underline{U}_r e^{j\omega_s t}.$$

Les fonctions de transfert en régime permanent pour la machine sont données par :

$$\underline{I}_s = \frac{1}{\sigma L_s (\gamma + j\omega_s) \left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{slip}\right) - \frac{KM}{T_r} \left(\frac{1}{T_r} - jp\omega\right)} \underline{U}_s \quad (3.36)$$

$$\underline{\Phi}_r = \frac{M}{\sigma L_s T_r (\gamma + j\omega_s) \left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{slip}\right) - \frac{KM}{T_r} \left(\frac{1}{T_r} - jp\omega\right)} \underline{U}_s \quad (3.37)$$

où ω est la vitesse mécanique et $\omega_{slip} = \omega_s - p\omega$.

Nous suivons la même démarche pour l'estimateur et l'observateur. Cependant, les paramètres réels de la machine sont maintenant remplacés par les paramètres supposés. Nous nous plaçons dans le cas d'une résistance rotorique mal connue. Les paramètres T_r et γ dépendent de la valeur de cette résistance. Nous utiliserons donc les estimés \hat{T}_r et $\hat{\gamma}$ respectivement.

L'estimateur (3.34) sous la forme complexe est donné par :

$$\frac{d}{dt}\hat{\underline{\Phi}}_r = \frac{M}{\hat{T}_r}\underline{I}_s - \left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)\hat{\underline{\Phi}}_r \quad (3.38)$$

et sa fonction de transfert en régime permanent :

$$\hat{\underline{\Phi}}_r = \frac{M}{\hat{T}_r} \frac{1}{\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{slip}} \underline{I}_s \quad (3.39)$$

De la même manière, l'observateur (3.31) s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\hat{\underline{i}}_s &= -\hat{\gamma}\hat{\underline{i}}_s + K\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)\hat{\underline{\phi}}_r + \frac{1}{\sigma L_s}\underline{u}_s - m_1\left(\hat{\underline{i}}_s - \underline{i}_s\right) \\ \frac{d}{dt}\hat{\underline{\phi}}_r &= \frac{M}{\hat{T}_r}\hat{\underline{i}}_s - \left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)\hat{\underline{\phi}}_r - \frac{m_2}{\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)}\left(\hat{\underline{i}}_s - \underline{i}_s\right) \end{aligned} \quad (3.40)$$

où $m_1 = \theta_1 k_1$ et $m_2 = \theta_1^2 k_2$.

Les fonctions de transfert en régime permanent sont données par :

$$\begin{aligned} \hat{\underline{i}}_s &= \frac{m_1\left(\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{slip}\right) + Km_2}{(m_1 + \hat{\gamma} + j\omega_s)\left(\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{sl}\right) - K\left[\frac{M}{\hat{T}_r}\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right) - m_2\right]}\underline{I}_s \\ &+ \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{(m_1 + \hat{\gamma} + j\omega_s)\left(\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{sl}\right) - K\left[\frac{M}{\hat{T}_r}\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right) - m_2\right]}\underline{U}_s \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\hat{\underline{\Phi}}_r = \frac{\frac{M}{\hat{T}_r}\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right) - m_2}{\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)\left(\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{slip}\right)}\hat{\underline{i}}_s + \frac{m_2}{\left(\frac{1}{\hat{T}_r} - jp\omega\right)\left(\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega_{slip}\right)}\underline{I}_s \quad (3.42)$$

Enfin, on définit l'erreur relative en norme :

$$\varepsilon_{\underline{\Phi}_r} = \frac{\left\|\hat{\underline{\Phi}}_r\right\| - \left\|\underline{\Phi}_r\right\|}{\left\|\underline{\Phi}_r\right\|} \quad (3.43)$$

et l'erreur en phase :

$$\Delta_{\underline{\Phi}_r} = Phase\left(\hat{\underline{\Phi}}_r\right) - Phase\left(\underline{\Phi}_r\right). \quad (3.44)$$

Des essais en simulation ont été réalisés avec les caractéristiques de la machine asynchrone du banc d'essai du LAG. On a testé l'estimateur et l'observateur précédents pour le cas d'une augmentation de 50% de la valeur réelle de R_r par rapport à la valeur utilisée dans l'observateur, c'est-à-dire : $R_r = 0.6\Omega$ pour la machine et $\hat{R}_r = 0.4\Omega$ pour les estimateurs. On rappelle que l'observateur dépend de deux paramètres. On a représenté sur un même graphe les erreurs en norme et en phase obtenues pour les deux structures en fonction des

gains m_1 et m_2 de (3.31). Les erreurs pour l'estimateur sont donc représentées par des plans.

On présente ici les résultats des évaluations d'erreurs en norme sur les estimées de flux à une vitesse de 15 rad/s (figure 3.2) et à vitesse nominale (figure 3.3), les résultats pour les erreurs en phase sont données par les figures 3.4 et 3.5 pour les mêmes vitesses.

On constate, dans les deux cas, la nette amélioration des résultats avec l'observateur. L'estimateur (3.34) donne des erreurs en norme de l'ordre de 20% et des erreurs en phase de plus de 10 degrés. Pour l'observateur (3.31), les erreurs en norme sont inférieures à 7% à basse vitesse et inférieures à 3% à vitesse nominale. En phase, les erreurs sont inférieures à quelques degrés. On remarque qu'à haute vitesse la sensibilité aux variations de la résistance rotorique devient presque nulle. Il est aussi à remarquer que ces essais ont été obtenus pour des valeurs de gains voisines de celles utilisées en pratique.

3.5 Conclusion

L'observation des états de la machine asynchrone pose des problèmes très différents lorsque la vitesse est ou non mesurée. Dans le premier cas, la difficulté consiste à tenir compte du caractère variable de la vitesse. La méthode la plus courante consiste à considérer le procédé comme un système linéaire et à proposer des structures où le gain permet d'obtenir un ensemble de pôles stables sur toute la gamme de vitesse. Cette contrainte conduit souvent à choisir des structures qui rendent le système stable mais peuvent aussi présenter de mauvaises caractéristiques dynamiques (pôles très oscillants, dynamiques trop lentes ou trop rapides dans certaines gammes de vitesse).

Nous avons présenté deux méthodes de synthèse d'observateur pour l'estimation des états de la machine asynchrone. On a choisi des structures permettant d'obtenir de bonnes caractéristiques dynamiques dans tout le domaine de fonctionnement et avec des bonnes propriétés de robustesse face aux variations paramétriques. La comparaison des performances des observateurs sur banc d'essais est détaillée au chapitre 6.

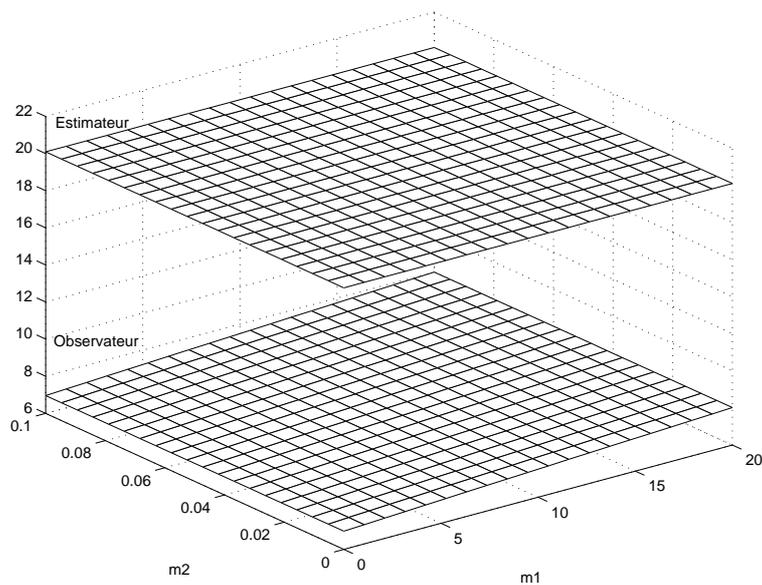


FIG. 3.2 – Erreur en norme en % sur l'estimée du flux ($\omega = 15 \text{ rad/s}$).

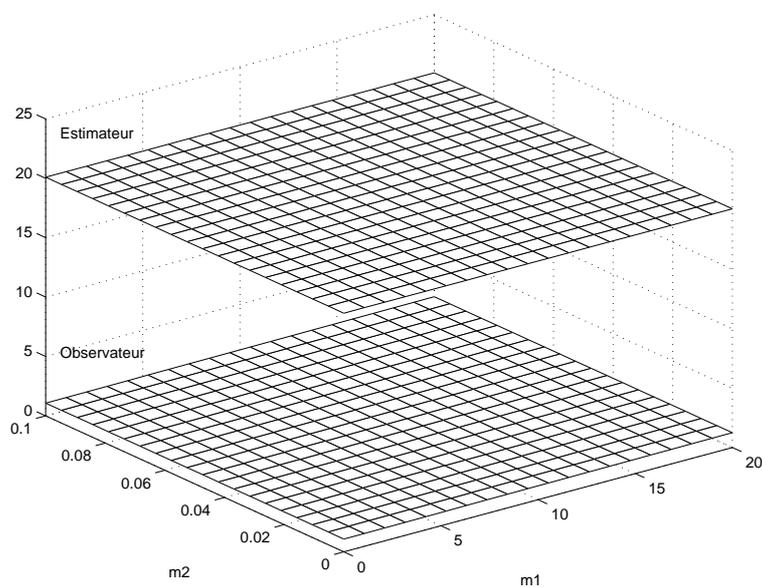


FIG. 3.3 – Erreur en norme en % sur l'estimée du flux ($\omega = 150 \text{ rad/s}$).

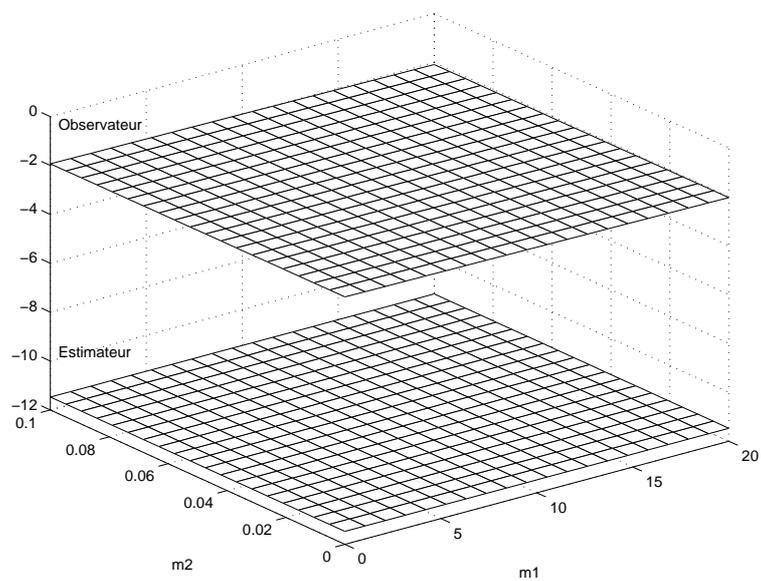


FIG. 3.4 – Erreur en phase en $^\circ$ sur l'estimée du flux ($\omega = 15 \text{ rad/s}$).

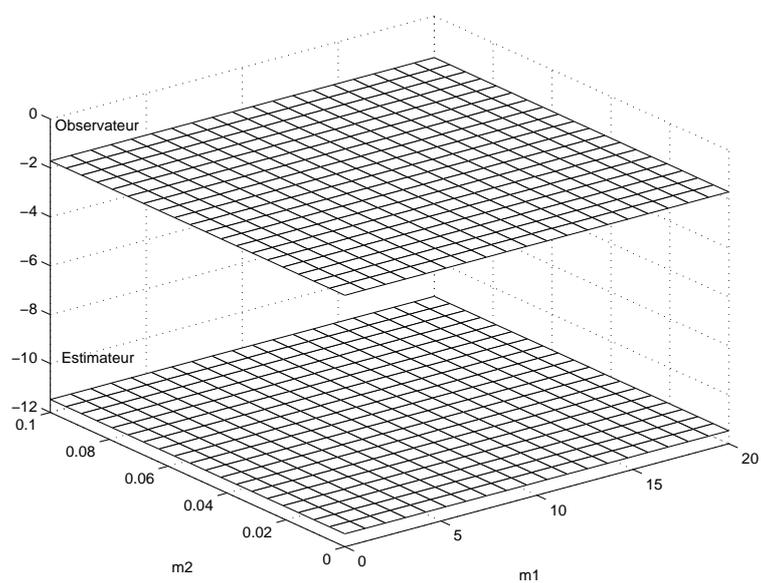


FIG. 3.5 – Erreur en phase en $^\circ$ sur l'estimée du flux ($\omega = 150 \text{ rad/s}$).

Chapitre 4

Commande de la machine asynchrone

Dans ce chapitre, on s'intéresse principalement à la commande par modes glissants ainsi que son application pour le développement de lois de commande pour la machine asynchrone. Nous présentons d'abord un survol bibliographique sur l'application de différents techniques de commande non linéaire à la machine asynchrone. Puis, on rappelle la commande standard dite commande vectorielle à flux orienté, qui servira pour comparer les algorithmes présentés dans ce chapitre lors de leur mise en oeuvre. Ensuite, le principe de la commande par modes glissants est introduit ; quelques lois de commande pour la machine asynchrone seront développées en utilisant différents modèles du procédé, notamment le modèle dit réduit et le modèle singulièrement perturbé. Leur application sur banc d'essai est détaillée dans le sixième chapitre.

Il est à remarquer que d'autres algorithmes seront étudiés dans le chapitre suivant dans le cadre d'un "benchmark" significatif proposé dans la littérature, à savoir : la commande basée sur la passivité [74], la commande par linéarisation entrée-sortie [88] et la commande par "backstepping" [28].

4.1 Introduction

Dans ce paragraphe, nous présentons un aperçu de différents types d'approches développées pour la commande de machine asynchrone qui peuvent être classifiées dans les catégories suivantes :

- Commande vectorielle,
- Commande basée sur la linéarisation par retour d'état,

- Commande basée sur la passivité,
- Commande basée sur l'approche "integrator backstepping",
- Commande par modes glissants.

Des nombreux travaux ont été menés dans ce domaine. Nous allons rappeler quelques références sachant que notre choix est non exhaustif.

La commande vectorielle à flux orienté, introduite par Blaschke en 1972 [14], a été un pas important vers une commande de machine asynchrone à hautes performances dynamiques dans les applications industrielles. Le principe de la commande vectorielle est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode est basée sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Dans ce nouveau repère, les dynamiques du flux rotorique sont asymptotiquement linéaires et découplées. Et si la norme du flux rotorique est maintenue constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et découplée. La commande vectorielle accomplit donc une linéarisation asymptotique et un découplage [64]. De façon générale, on peut dire que deux types de commandes vectorielles sont possibles : d'une part, la commande vectorielle directe où l'on estime la norme et la position du flux rotorique et d'autre part, la commande vectorielle indirecte où seule la position du flux rotorique est estimée. Pour plus de détails, se reporter, par exemple, aux ouvrages suivants [20, 27, 58]. Dans le paragraphe suivant, on rappelle les principes de base de la commande vectorielle directe.

La commande basée sur la linéarisation par retour d'état permet de transformer un système en une relation linéaire entrée-état ou entrée-sortie en utilisant une boucle de découplage non linéaire interne. Une seconde boucle est mise au point sur la base du modèle compensé pour atteindre un certain objectif de commande. Cette technique est liée étroitement à la commande vectorielle directe classique. Etant donné que cette dernière réalise une linéarisation et un découplage, des efforts théoriques ont été développés dans la communauté automatique pour améliorer son comportement en se basant sur l'approche de la géométrie différentielle [48]. Ainsi, la linéarisation entrée/état, en supposant que tout le vecteur d'état est mesurable et que la vitesse varie lentement, a été présentée dans [31]. La commande est développée dans un repère orienté asymptotiquement sur le flux statorique. Plusieurs auteurs étendent ces techniques afin de tenir compte de la variation de la résistance rotorique [64] aussi bien que de la résistance statorique [89]. Dans [25], il a été montré que le modèle augmenté de la machine, obtenu en rajoutant

un intégrateur peut être exactement linéarisé mais seulement pour une commande en vitesse. Cet algorithme n'est que localement valide et nécessite la commutation entre deux transformations pour éviter les singularités. Dans [26], l'auteur étend ce résultat au cas de la machine alimentée en courant (dynamiques des courants statoriques négligées). Dans [88, 90], des résultats expérimentaux d'une commande en couple dans un repère fixe (α, β) utilisant un filtre de Kalman comme observateur de flux ont été présentés. Dans [59, 60], il a été montré la stabilité de l'ensemble commande (en couple) et observateur de flux, des résultats expérimentaux sont donnés. Enfin, du point de vue industriel, il est incontestable que l'utilisation de la commande basée sur la linéarisation entrée-sortie n'est intéressante que si elle est adaptative, en vue de garantir un niveau de robustesse suffisant [81].

La commande basée sur la passivité est une technique de conception de commandes qui assurent la stabilité des systèmes en rendant passifs des sous-systèmes convenablement définis. Nous rappelons qu'un système est passif si l'énergie stockée dans le système ne peut pas dépasser l'énergie qui lui est apportée, la différence étant dissipée. La synthèse d'une commande basée sur la passivité consiste à façonner l'énergie totale du système puis à rajouter un terme d'amortissement au système. Une caractéristique centrale de cette technique est que les dynamiques du système en boucle fermée définissent un système passif. Cette caractéristique a quelques avantages : l'action de la commande s'interprète comme une interconnexion entre le système et son environnement, les systèmes passifs sont robustes vis-à-vis des incertitudes paramétriques et des dynamiques non modélisées et comme la loi de commande a été développée à partir de propriétés physiques (conservation de l'énergie et passivité), sa conception est cohérente avec les contraintes physiques, sans annuler des dynamiques ni introduire des singularités dans l'algorithme [67, 74].

Ainsi, dans [72], l'objectif de régulation du couple de la machine en gardant tous les états internes bornés, a été atteint. La loi de commande obtenue est globalement stable mais suppose la connaissance exacte des paramètres du modèle et la mesure de tous les états. La commande est développée dans le repère (d, q) . Dans [73], une extension du résultat précédent pour la régulation du couple sans mesure des variables rotoriques a été présentée. Il s'agit d'une commande entrelacée (loi de commande et observateur du flux) globalement définie et globalement stable. Cela a été le premier résultat de ce type rapporté dans la littérature du domaine de l'automatique [80]. Dans [71], le résultat précédent est étendu au cas de la poursuite de couple avec l'adaptation d'un couple de charge inconnu linéairement paramétrisé. Les auteurs étendent les algorithmes précédents pour inclure le

cas de la régulation du niveau de flux rotorique sans mesure de variables rotoriques dans [36] et donnent une preuve rigoureuse de l'indépendance des propriétés de cette approche vis-à-vis du repère choisi. Dans [35], une nouvelle approche pour la poursuite de couple et la régulation de la norme du flux rotorique, sans mesure ou estimation du flux, a été présentée. Ceci a été accompli par le fait que la dynamique mécanique définit une contre-réaction passive autour du sous-ensemble électrique, qui est également passif. Cependant, le schéma de commande est en boucle ouverte et la vitesse de convergence de l'erreur de vitesse est bornée inférieurement par la constante de temps mécanique du système. La loi de commande proposée est globalement stable mais suppose que les paramètres sont connus. Dans [75], le problème avec la constante de temps de convergence de l'erreur de vitesse a été résolu. La contrainte sur la rapidité de convergence a été relaxée grâce à l'injection d'un amortissement mécanique dans la boucle fermée au moyen du filtrage linéaire de l'erreur de poursuite de vitesse. Il a également été montré que la loi de commande de poursuite de vitesse (ou de position) globalement stable sans observateur avec régulation du flux obtenu se réduit à la commande vectorielle indirecte avec une machine alimentée en courant. Dans [37], une extension de la commande pour la poursuite de la norme du flux rotorique a été présentée. La première commande basée sur la passivité globalement stable en temps discret pour la commande de machine asynchrone a été présentée dans [76] en utilisant le modèle exact en temps discret d'une machine alimentée en courant. Des résultats expérimentaux de l'application de la commande basée sur la passivité ont été présentés dans [22, 23, 51, 67, 74].

La commande basée sur l'approche "integrator backstepping" est une technique de stabilisation basée sur la construction itérative d'une fonction de Lyapunov et de l'injection d'un amortissement non linéaire [54]. C'est une procédure récursive où on doit choisir une fonction ou des variables d'état appropriées afin de former une pseudo-entrée (commande virtuelle) pour un sous-système du système complet et de procéder ainsi récursivement jusqu'à obtenir la commande pour le système complet. Les commandes virtuelles peuvent n'avoir aucun sens physique. Dans [49], une commande en vitesse utilisant un estimateur de flux en boucle ouverte est présentée sous l'hypothèse de la connaissance exacte des paramètres du modèle et de la régularité d'une certaine matrice de découplage. Dans [7, 38], une commande en position et un observateur de flux sont proposés en tenant compte de la variation de la résistance rotorique. L'analyse de stabilité de l'ensemble commande et observateur est présentée. La référence [28] discute l'application de cette approche à de

nombreux types de machines électriques.

Nous signalons d'abord que le principe de la commande par modes glissants est rappelé dans le paragraphe 4.3.1. L'avantage de cette technique est la relative simplicité d'élaboration des lois de commande et la robustesse des algorithmes vis-à-vis de certaines incertitudes paramétriques et perturbations exogènes. Ainsi, dans [82], la commande par modes glissants pour les machines électriques est présentée. Une commande en vitesse dans le repère (α, β) sur un "benchmark" significatif en analysant l'aspect de robustesse est présentée dans [45], des résultats expérimentaux utilisant l'observateur de flux proposé dans [87] sont donnés. Dans [12], la loi de commande précédente a été testée avec un observateur de flux par modes glissants. Une commande en vitesse par modes glissants d'ordre deux utilisant l'observateur de flux présenté dans [33] est proposée dans [39, 40]. Une structure en cascade pour commander la vitesse et le flux avec deux boucles internes de courants statoriques pilotées par les boucles externes en flux et en vitesse a été présentée dans [62]. Dans [1], les auteurs proposent une commande en vitesse développée dans le repère (d, q) orienté asymptotiquement sur le flux rotorique ; un estimateur de flux en boucle ouverte et un observateur de vitesse à grand gain ont été utilisés dans l'algorithme. Dans [5, 3], une commande en vitesse dans le repère (d, q) , fondée sur le modèle réduit de la machine a été présentée.

Enfin, il existe évidemment d'autres types de commandes dans la littérature que nous n'explicitons pas ici. Nous donnons simplement quelques références. Ainsi, dans [19, 77], la commande à énergie minimale a été proposée. L'objectif de cette technique est de réduire la consommation d'énergie de la machine. Une autre stratégie de commande basée sur la théorie de systèmes singulièrement perturbés est présentée dans [21, 33]. Ce type de commande permet de séparer les modes rapides (courants statoriques) et les modes lents (flux rotorique et vitesse mécanique). L'analyse de stabilité de l'ensemble commande et observateur par modes glissants est donné par [33]. On peut également citer la commande prédictive [61] et la commande directe du couple [16, 69, 79, 86].

4.2 Commande vectorielle directe

La commande vectorielle est basée sur un repère (d, q) orienté suivant le flux rotorique (figure 4.1). Si le repère est parfaitement orienté, on peut supposer que la composante ϕ_{rq} est nulle. En outre, l'annulation de ϕ_{rq} entraîne l'annulation de $\dot{\phi}_{rq}$. A partir de là, le

modèle (2.14) se simplifie de la façon suivante :

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = -\gamma i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \quad (4.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = -\omega_a i_{sd} - \gamma i_{sq} - p\omega K \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \quad (4.2)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \quad (4.3)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{pM}{JL_r} \phi_{rd} i_{sq} - \frac{f}{J} \omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (4.4)$$

et

$$\omega_a = \dot{\theta}_a = p\omega + \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (4.5)$$

où θ_a donne la position du flux.

En utilisant l'opérateur $s = \frac{d}{dt}$, on peut réécrire l'équation (4.3) :

$$\phi_{rd} = \frac{M}{T_r s + 1} i_{sd} \quad (4.6)$$

D'autre part, à partir de l'équation (4.4), le couple électromagnétique délivré par la machine est :

$$\tau = \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (4.7)$$

On se place dans le cas d'une machine alimentée par un onduleur de tension. La composante i_{sd} peut donc commander, de façon découplée, le flux rotorique et la composante i_{sq} le couple si le flux ϕ_{rd} est constant. On peut aussi voir qu'à un terme de compensation près, il y a également un transfert du premier ordre entre i_{sd} et la tension u_{sd} (équation (4.1)). La consigne en flux impose donc un courant i_{sd} qui lui-même impose une tension u_{sd} . De même, une régulation en cascade permet de déterminer une tension u_{sq} par une consigne de vitesse, via le courant i_{sq} (figure 4.2).

La réalisation de correcteurs est donc aisée à partir des équations (4.1)-(4.4). Pour ce faire, les dynamiques des courants sont linéarisées et découplées avec le retour d'état non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} u_{sd} &= -\sigma L_s (\omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} - v_{sd}) \\ u_{sq} &= \sigma L_s (\omega_a i_{sd} + p\omega K \phi_{rd} + v_{sq}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

En conséquence, le modèle (4.1)-(4.4) devient :

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = -\gamma i_{sd} + v_{sd} \quad (4.9)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = -\gamma i_{sq} + v_{sq} \quad (4.10)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd} = \frac{M}{T_r}i_{sd} - \frac{1}{T_r}\phi_{rd} \quad (4.11)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{pM}{JL_r}\phi_{rd}i_{sq} - \frac{f}{J}\omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (4.12)$$

Les nouvelles entrées v_{sd} et v_{sq} sont calculées de la façon suivante :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= k_{pd}(i_{sd}^* - i_{sd}) + k_{id} \int_0^t (i_{sd}^* - i_{sd}) dt \\ v_{sq} &= k_{pq}(i_{sq}^* - i_{sq}) + k_{iq} \int_0^t (i_{sq}^* - i_{sq}) dt \end{aligned} \quad (4.13)$$

où k_{id} , k_{pd} , k_{iq} , k_{pq} sont les gains des correcteurs, i_{sd}^* et i_{sq}^* sont les courants de référence pour i_{sd} et i_{sq} , respectivement.

Lorsque l'amplitude du flux rotorique $\phi_{rd} = \|\phi_r\|$ atteint sa référence constante ϕ_r^* , la dynamique de la vitesse rotorique devient aussi linéaire. Il est donc possible de faire une commande en flux et en vitesse via des correcteurs PI comme suit :

$$\begin{aligned} i_{sd}^* &= k_{p\phi}(\phi_r^* - \phi_{rd}) + k_{i\phi} \int_0^t (\phi_r^* - \phi_{rd}) dt \\ i_{sq}^* &= \frac{L_r}{pM} \left[k_{p\omega}(\omega^* - \omega) + k_{i\omega} \int_0^t (\omega^* - \omega) dt \right] / \phi_{rd} \end{aligned} \quad (4.14)$$

où les gains $k_{i\phi}$, $k_{p\phi}$, $k_{i\omega}$, $k_{p\omega}$ sont calculés de façon à imposer les dynamiques voulues aux erreurs $\phi_r^* - \phi_{rd}$ et $\omega^* - \omega$. On note que l'on peut réaliser directement une boucle de flux sans bouclage interne sur i_{sd} . Il est à remarquer que la faiblesse de la commande se présente en régime de survitesse, car le découplage entre le couple et le flux disparaît. En effet, pour les régimes de grandes vitesses, il faut diminuer le flux afin de réduire la norme de la tension fournie par l'onduleur. Le flux n'étant plus constant, le contrôle du couple est donc plus difficile à assurer.

En outre, la difficulté dans l'implantation de la commande vectorielle est la connaissance de la position du flux qui détermine la position du repère (d, q) . Généralement, l'approche de base est d'utiliser le modèle de la machine pour construire un estimateur de flux :

$$\dot{\hat{\phi}}_{rd} = \frac{M}{T_r}\hat{i}_{sd} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{rd} \quad (4.15)$$

$$\hat{\omega}_a = p\omega + \frac{M}{T_r}\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{\phi}_{rd}} \quad (4.16)$$

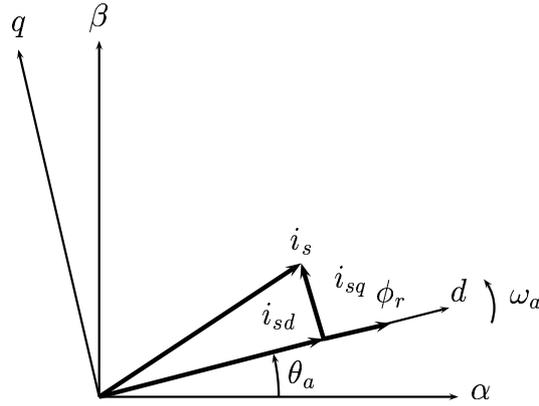


FIG. 4.1 – Principe de la commande vectorielle

avec

$$\begin{aligned}\hat{i}_{sd} &= i_{s\alpha} \cos(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \sin(\hat{\theta}_a) \\ \hat{i}_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \cos(\hat{\theta}_a)\end{aligned}$$

où $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les courants statoriques dans le repère (α, β) et $\hat{\omega}_a = \frac{d}{dt}\hat{\theta}_a$.

Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser l'estimation du flux en boucle ouverte. En effet, les équations (4.15)-(4.16) dépendent des paramètres de la machine et notamment de la résistance rotorique. Cette structure est donc sensible aux variations de la constante de temps rotorique T_r . Il est cependant possible d'introduire une adaptation paramétrique de la résistance rotorique dans l'estimateur. L'utilisation d'observateurs robustes est aussi un moyen de pallier le problème des incertitudes paramétriques et de limiter la sensibilité aux bruits [42, 59].

4.3 Commande par modes glissants

La commande par modes glissants a connu un intérêt croissant ces dernières années, car elle permet d'associer des qualités de robustesse et de réalisation relativement simple. La théorie des systèmes à structure variable s'est bien développée depuis l'introduction de la théorie des modes glissants dans [84]. La commande par modes glissants a donc pris beaucoup d'importance dans des domaines très variés tels que la mécanique, la robotique et notamment l'électrotechnique. Pour une revue sur la commande par modes glissants voir par exemple [47, 85, 91].

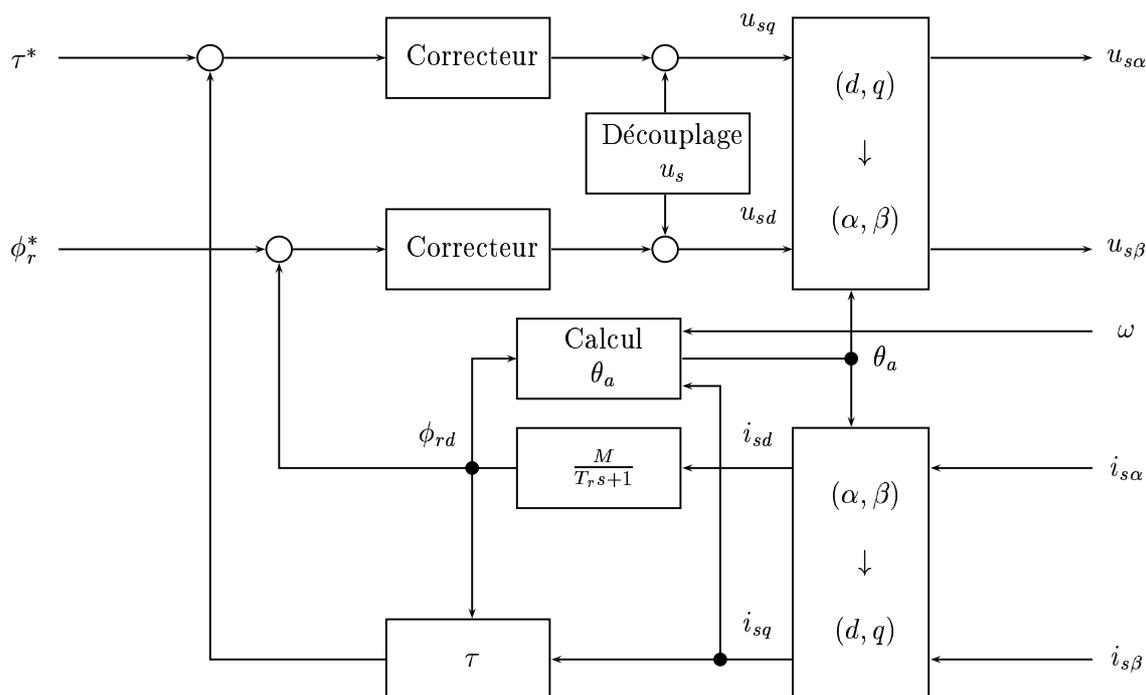


FIG. 4.2 – Principe de la commande vectorielle directe en tension.

Dans ce paragraphe nous allons présenter une introduction à la méthodologie de la commande par modes glissants ainsi que son application à la machine asynchrone. Plusieurs lois seront développées afin de prendre en compte les caractéristiques du banc d'essai du LAG.

4.3.1 Principe

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre une surface préétablie, représentant un ensemble de relations entre les variables d'état, et ensuite à y rester. La surface considérée est alors désignée comme la surface de glissement ou de commutation et le comportement dynamique résultant est appelé régime glissant. Par ailleurs, une fois que le système évolue (ou glisse) sur la surface de glissement, on a les avantages suivants : d'un côté, le système devient insensible à certaines perturbations, et de l'autre, l'ordre du système est réduit et sa dynamique est complètement déterminée par les paramètres et les équations définissant la surface.

Considérons le système non linéaire décrit par

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (4.17)$$

où $x \in \mathcal{R}^n$, $u \in \mathcal{R}^m$ et $y \in \mathcal{R}^p$.

De façon générale, le problème de synthèse d'une loi de commande par modes glissants comporte deux étapes principales. La première consiste à déterminer une surface $S(x, t) = 0 \in \mathcal{R}^m$ telle que le régime glissant ait les propriétés désirées ; dans la deuxième, on cherche à construire une loi de commande discontinue de façon à rendre la surface invariante et (au moins localement) attractive. Il est à noter que c'est le caractère discontinu de la commande qui permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations. Cependant, ce type de commande nécessite une fréquence arbitrairement élevée. Dans la pratique celle-ci est une hypothèse impossible à satisfaire ; pour le cas de la commande des machines asynchrones, on est limité par la technologie des actionneurs. L'utilisation d'éléments de commutation non idéaux entraîne un phénomène de commutation à haute fréquence autour de la surface de commutation. Ce phénomène est connu sous le nom de "broutement" ou "réticence" (chattering en anglais) et c'est un des inconvénients de cette méthode car il peut exciter des dynamiques (à hautes fréquences) non modélisées.

4.3.2 Application à la machine asynchrone

Dans cette partie, on présente une commande par modes glissants en flux et en vitesse [45, 82]. Considérons le modèle de la machine dans le repère (α, β) (2.16). Les sorties à commander sont :

$$y = \begin{bmatrix} \omega \\ \|\phi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

On définit la surface de glissement suivante :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 e_\omega + \dot{e}_\omega \\ k_2 e_\phi + \dot{e}_\phi \end{bmatrix} = 0$$

où $e_\omega = \omega^* - \omega$ et $e_\phi = \phi_r^* - \phi$, $\phi = \|\phi_r\|^2$, k_1 et k_2 sont des constantes positives. En outre, on suppose que tous les états sont mesurés et que les références ω^* et ϕ_r^* de ω et

ϕ , respectivement, sont des fonctions dérivables deux fois, bornées et dont les dérivées premières et secondes par rapport au temps sont aussi bornées.

On veut que les sorties de la machine, sur la surface de glissement, convergent exponentiellement vers leurs références, i.e :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}e_\omega = -k_1e_\omega \\ \frac{d}{dt}e_\phi = -k_2e_\phi \end{cases}$$

Il faut alors construire une loi de commande $u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ pour rendre $S = 0$ attractive et invariante. On remarque que les paramètres k_1 et k_2 déterminent la vitesse de convergence des dynamiques des erreurs de poursuite e_ω et e_ϕ quand le système évolue sur la surface de glissement.

Si on ne prend pas en compte le couple de charge en le considérant comme une perturbation inconnue, la dynamique de S est donnée par :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = F + Du \quad (4.19)$$

où

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} -\frac{pK}{JL_R}\phi_{r\beta} & \frac{pK}{JL_R}\phi_{r\alpha} \\ 2KR_r\phi_{r\alpha} & 2KR_r\phi_{r\beta} \end{bmatrix},$$

$$F_1 = \frac{pM}{JL_r}[(\gamma + \frac{1}{T_r} - k_1)f_2 + p\omega(f_1 + K\phi)] + k_1\dot{\omega}^* + \ddot{\omega}^*,$$

$$F_2 = (\frac{2}{T_r} - k_2)\dot{\phi} - \frac{2M}{T_r}(\frac{M}{T_r}f_3 - (\gamma + \frac{1}{T_r})f_1 + \frac{K}{T_r}\phi + p\omega f_2) + k_2\dot{\phi}_r^* + \ddot{\phi}_r^*,$$

$$f_1 = \phi_{r\alpha}i_{s\alpha} + \phi_{r\beta}i_{s\beta}, \quad f_2 = \phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}, \quad f_3 = i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2, \quad \dot{\phi} = \frac{2}{T_r}[M(\phi_{r\alpha}i_{s\alpha} + \phi_{r\beta}i_{s\beta}) - \phi].$$

Choisissons la fonction de Lyapunov candidate suivante $V = \frac{1}{2}S^T S$.

La dérivée de V le long des trajectoires de (4.19) est :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T (F + Du) \quad (4.20)$$

Supposons que la matrice D est inversible (ce qui est le cas quand la norme du flux rotorique $\|\phi_r\|$ est non nulle) et considérons la loi de commande suivante :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (4.21)$$

où

$$u_{eq} = -D^{-1}F \quad (4.22)$$

$$u_n = -D^{-1} \begin{bmatrix} K_1 \text{sign}(S_1) \\ K_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

avec $K_1, K_2 > 0$ et $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe classique.

L'application de la commande précédente sur (4.20) donne

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -S^T \begin{bmatrix} K_1 \text{sign}(S_1) \\ K_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \\ &= -K_1 S_1 \text{sign}(S_1) - K_2 S_2 \text{sign}(S_2) \\ &< 0 \end{aligned}$$

Ainsi, la surface de glissement $S = 0$ est attractive.

La commande u_{eq} est appelée "commande équivalente" et elle est obtenue par les conditions d'invariance de la surface $S \equiv 0$ et $\dot{S} \equiv 0$ [85]. La loi par modes glissants est donc constituée d'une partie continue et une autre discontinue (u_n) qui assure la convergence vers la surface.

En pratique, le phénomène de broutement impose certaines restrictions à l'application de la commande par modes glissants. Ce phénomène conduit à un nombre élevé d'oscillations de la trajectoire du système autour de la surface de glissement entraînant des sollicitations excessives des actionneurs. Pour résoudre ce problème, nous pouvons remplacer la fonction $\text{sign}(S)$ par une fonction continue au voisinage de l'origine :

$$\text{sat}(S_i) = \begin{cases} \text{sign}(S_i) & \text{pour } |S_i| > \lambda_i \\ \frac{S_i}{\lambda_i} & \text{pour } |S_i| \leq \lambda_i \end{cases} \quad \lambda_i > 0 \quad (4.24)$$

D'autres fonctions sont également possibles pour que la commande u_n réponde moins rapidement [44, 45]. Il est à noter que d'autres techniques ont aussi été proposées dans la littérature comme les modes glissants d'ordre supérieur [39] pour remédier ce problème.

La loi de commande présentée a été implantée sur le banc d'essai du LAG, néanmoins les performances n'ont pas été satisfaisantes. Le broutement dans la commande était trop important donnant comme résultat un mauvais contrôle des grandeurs électriques notamment au niveau des courants statoriques. Pour cela, nous avons développé une structure de commande par modes glissants à deux étages avec des boucles internes pour la régulation des courants.

4.3.3 Commande en flux et en vitesse en cascade

En effet, une première idée pour améliorer l'algorithme précédent consiste à ajouter deux boucles internes pour la régulation des courants comme cela a été fait dans [62]. Ces deux boucles sont pilotées par des boucles externes en flux et en vitesse. Il s'agit donc d'une structure en cascade. Cette loi de commande a été synthétisée dans le repère tournant du flux rotorique (4.1)-(4.4) à l'aide des surfaces suivantes dans l'axe d :

$$\begin{aligned} S_\omega &= \omega^* - \omega = 0 \\ S_{i_{sd}} &= i_{sd}^* - i_{sd} = 0 \end{aligned}$$

et dans l'axe q :

$$\begin{aligned} S_\phi &= \phi_r^* - \phi_{rd} = 0 \\ S_{i_{sq}} &= i_{sq}^* - i_{sq} = 0 \end{aligned}$$

La loi de commande proposée est donnée par

$$u_s = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma L_S \left(\frac{d}{dt} i_{sd}^* + \gamma i_{sd} - \omega_a i_{sq} - \frac{K}{T_r} \phi_{rd} \right) + K_{i_{sd}} \text{sign}(S_{i_{sd}}) \\ \sigma L_S \left(\frac{d}{dt} i_{sq}^* + \omega_a i_{sd} + \gamma i_{sq} + p\omega K \phi_{rd} \right) + K_{i_{sq}} \text{sign}(S_{i_{sq}}) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$i_s^* = \begin{bmatrix} i_{sd}^* \\ i_{sq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_r}{M} (\dot{\phi}_r^* + \frac{1}{T_r} \phi_{rd}) + K_\phi \text{sign}(S_\phi) \\ \frac{JL_r}{pM} (\dot{\omega}^* + \frac{f}{J} \omega + \frac{\tau_L}{J}) / \phi_{rd} + K_\omega \text{sign}(S_\omega) \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

avec $K_{i_{sd}}$, $K_{i_{sq}}$, K_ϕ et $K_\omega > 0$. Cette loi de commande a aussi été implantée sur le banc d'essai du LAG, mais elle a posé le problème du réglage des paramètres des quatre boucles. C'est un problème assez délicat, il n'a pas été résolu d'une manière satisfaisante. C'est pour cela que l'algorithme a été modifié comme cela est décrit dans le paragraphe suivant.

4.3.4 Commande fondée sur le modèle réduit de la machine

Dans cette partie, nous présentons une loi de commande par modes glissants basée sur le modèle réduit de la machine dans le repère (d, q) suivant le flux rotorique.

Considérons le modèle (4.1)-(4.4) ; le but est d'obtenir un modèle avec les courants $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ comme entrées.

Supposons que les boucles de courants statoriques internes sont des boucles à haut gain $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T = \frac{1}{\epsilon} (I_c - i_s)$, où $0 < \epsilon \ll 1$ où $I_c = [u, v]^T$ est une nouvelle entrée

de commande. A partir de cette entrée on peut obtenir le modèle réduit en utilisant la théorie des perturbations singulières [52], pour une analyse détaillée voir [77]. On arrive alors au modèle suivant :

$$\frac{d}{dt}\phi_{rd} = \frac{M}{T_r}u - \frac{1}{T_r}\phi_{rd} \quad (4.27)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{pM}{JL_r}\phi_{rd}v - \frac{f}{J}\omega - \frac{\tau_L}{J} \quad (4.28)$$

et

$$\dot{\theta}_a = p\omega + \frac{M}{T_r}\frac{v}{\phi_{rd}} \quad (4.29)$$

où $u = i_{sd}$ and $v = i_{sq}$ sont les entrées.

Nous proposons une loi de commande, inspirée de [3, 8], basée sur le modèle (4.27)-(4.28) [5]. L'objectif de commande est de forcer les sorties de la machine, i. e. la vitesse ω et la norme du flux rotorique $\|\phi_r\| = \phi_{rd}$ à suivre leur référence. Pour construire la loi de commande $I_c = [u, v]^T$, nous définissons la surface de glissement [83] :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\omega + l_1 \int_0^t e_\omega dt \\ e_\phi + l_2 \int_0^t e_\phi dt \end{bmatrix} = 0$$

où $e_\omega = \omega^* - \omega$ et $e_\phi = \phi_r^* - \phi_{rd}$, ω^* et ϕ_r^* sont les références pour ω et ϕ_{rd} , respectivement, l_1 et l_2 sont des constantes positives. On suppose que ω^* et ϕ_r^* sont dérivables et bornées et que leurs dérivées par rapport au temps sont aussi bornées.

On note que le choix de la surface $S = 0$ a été fait de façon à assurer une convergence exponentielle de ω et ϕ_{rd} vers leur référence quand le système glisse sur la surface.

Suivons la même démarche que précédemment, la dynamique de S est donnée par :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = F + DI_c \quad (4.30)$$

où

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\omega}^* + l_1\omega^* + (\frac{f}{J} - l_1)\omega + \frac{\tau_L}{J} \\ \dot{\phi}_r^* + l_2\phi_r^* + (\frac{1}{T_r} - l_2)\phi_{rd} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -p\frac{M}{JL_r}\phi_{rd} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} \end{bmatrix}$$

Choisissons la fonction de Lyapunov candidate suivante $V = \frac{1}{2}S^T S$.

La dérivée de V le long des trajectoires de (4.30) s'écrit :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T (F + DI_c) \quad (4.31)$$

Supposons que $\phi_{rd} \neq 0$, prenons la commande

$$I_c = I_{eq} + I_n \quad (4.32)$$

où

$$I_{eq} = -D^{-1}F \quad (4.33)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{JL_r}{pM}(\dot{\omega}^* + l_1\omega^* + (\frac{f}{J} - l_1)\omega + \frac{\tau_L}{J})/\phi_{rd} \\ \frac{T_r}{M}(\dot{\phi}_r^* + l_2\phi_r^* + (\frac{1}{T_r} - l_2)\phi_{rd}) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$I_n = -D^{-1} \begin{bmatrix} K_1 \text{sign}(S_1) \\ K_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

avec $K_1, K_2 > 0$. L'application de la commande précédente sur (4.31) donne

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -S^T \begin{bmatrix} K_1 \text{sign}(S_1) \\ K_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \\ &= -K_1 S_1 \text{sign}(S_1) - K_2 S_2 \text{sign}(S_2) \end{aligned}$$

Alors $\dot{V} < 0$ et la surface de glissement $S = 0$ est donc attractive.

Cette commande a été retenue pour les essais expérimentaux qui sont présentés dans le chapitre 6. Nous référencerons dans la suite cette loi sous le terme de commande CMGI. Il est à noter que grâce aux boucles de courants statoriques internes, le réglage des paramètres de cette loi de commande est plus aisé que pour l'algorithme précédent.

4.4 Commande par modes glissants fondée sur un modèle singulièrement perturbé

Dans ce paragraphe, on présente une commande par modes glissants en flux et en vitesse pour la machine asynchrone fondée sur sa représentation singulièrement perturbée. De façon générale, cette approche permet de séparer les dynamiques rapides et lentes d'un système pour donner ainsi deux systèmes réduits. Cela permet de simplifier la synthèse de la commande tout en ayant un modèle respectant la physique du procédé.

En outre, l'outil mathématique pour étudier le comportement des solutions d'un système singulièrement perturbé est la méthode dite méthode de la variété intégrale [52]. Selon cette approche, les dynamiques rapides du système sont contraintes sur une variété attractive, sur laquelle l'évolution du système est décrite par l'évolution du modèle lent. Celui-ci doit représenter, après une petite période de temps, la dynamique du système réel. Ainsi la commande peut être synthétisée sur la base de ce modèle.

4.4.1 Principe

Considérons la classe des systèmes singulièrement perturbés donnés par les équations suivantes [52] :

$$\dot{x} = f_1(x) + F_1(x)z + g_1(x)u, \quad x(t_0) = x_0 \quad (4.36)$$

$$\varepsilon \dot{z} = f_2(x) + F_2(x)z + g_2(x)u, \quad z(t_0) = z_0 \quad (4.37)$$

où $t_0 \geq 0$, $x \in B_x \subset \mathcal{R}^n$ est l'état lent, $z \in B_z \subset \mathcal{R}^m$ est l'état rapide, $u \in \mathcal{R}^r$ est la commande et ε est un paramètre supposé petit tel que $\varepsilon \in [0, 1)$. Les fonctions f_1 , f_2 , F_1 , F_2 , g_1 et g_2 sont supposées suffisamment continuellement différentiables par rapport à x et bornées. $F_2(x)$ est supposée non singulière pour tout $x \in B_x$.

Le système lent d'ordre réduit s'obtient en posant $\varepsilon = 0$ dans (4.36)-(4.37), on obtient donc un système d'ordre n :

$$\dot{x}_s = f(x_s) + g(x_s)u_s, \quad x_s(t_0) = x_0 \quad (4.38)$$

$$z_s = h(x_s) := -F_2^{-1}(x_s) [f_2(x_s) + g_2(x_s)u_s] \quad (4.39)$$

où x_s , z_s et u_s désignent les composantes lentes des variables originales x , z et u , respectivement, et

$$f(x_s) := f_1(x_s) - F_1(x_s)F_2^{-1}(x_s)f_2(x_s) \quad (4.40)$$

$$g(x_s) := g_1(x_s) - F_1(x_s)F_2^{-1}(x_s)g_2(x_s). \quad (4.41)$$

Dans (4.38) et (4.39), $u_s(x_s)$ est la commande lente qui ne dépend que de x_s .

On remarque que (4.38)-(4.39) est un modèle approché et qui est appelé le modèle lent à l'ordre 0 en ε du système (4.36)-(4.37). En outre, une description exacte du système lent peut être obtenue en utilisant l'approche de la variété intégrale [52]. On définit la variété invariante lente du système (4.36)-(4.37) de dimension n paramétrée par le scalaire ε :

$$M_\varepsilon := \{z \in B_z \subset \mathcal{R}^m : z = h_\varepsilon(x_s, \varepsilon) := \phi(x_s, \varepsilon) + \psi(x_s, \varepsilon)u_{\varepsilon s}(x_s, \varepsilon)\}$$

où $\phi(x_s, \varepsilon)$, $\psi(x_s, \varepsilon)$ et $u_{es}(x_s, \varepsilon)$ satisfont la condition de la variété intégrale :

$$f_2 + F_2\phi + F_2\psi u_{es} + g_2 u_{es} = \varepsilon \left[\frac{\partial \phi}{\partial x_s} + \frac{\partial \psi}{\partial x_s} u_{es} + \psi \frac{\partial u_{es}}{\partial x_s} \right] [f_1 + F_1\phi + F_1\psi u_{es} + g_1 u_{es}] \quad (4.42)$$

pour tout $x_s \in B_x$ et pour ε suffisamment petit, le sous indice “e” indique les solutions exactes.

Ainsi le modèle lent exact du système (4.36)-(4.37), valable pour tout $(x, z) \in M_\varepsilon$, est donné par :

$$\dot{x}_s = f_1 + F_1\phi + F_1\psi u_{es} + g_1 u_{es} = f(x_s, \varepsilon) + g(x_s, \varepsilon) u_{es}(x_s, \varepsilon) \quad (4.43)$$

$$z_s = h_e(x_s, \varepsilon) \quad (4.44)$$

La synthèse d’une commande fondée sur le modèle exact est conditionnée par la résolution exacte de l’équation aux dérivées partielles (4.42). Néanmoins, il est possible d’obtenir des solutions approchées de h_e en utilisant des développements en série de Taylor en ε .

Pour déterminer la dynamique rapide, on définit η qui caractérise l’écart entre z et $h_e(x_s, \varepsilon)$:

$$\eta := z - h_e(x_s, \varepsilon) \quad (4.45)$$

et le changement d’échelle de temps :

$$\tau = \frac{t - t_0}{\varepsilon} \quad (4.46)$$

Le système (4.36)-(4.37) dans l’échelle de temps en τ s’écrit :

$$\frac{d\tilde{x}}{d\tau} = \varepsilon [f_1(\tilde{x}) + F_1(\tilde{x})[\eta + h_e(\tilde{x}, \varepsilon)] + g_1(\tilde{x})u] \quad (4.47)$$

$$\frac{d\eta}{d\tau} = f_2(\tilde{x}) + F_2(\tilde{x})[\eta + h_e(\tilde{x}, \varepsilon)] + g_2(\tilde{x})u - \frac{\partial h_e(\tilde{x}, \varepsilon)}{\partial \tilde{x}} \frac{d\tilde{x}}{d\tau} \quad (4.48)$$

où $\eta(0) = z_0 - h(x_0)$, $\tilde{z}(\tau) := z(\varepsilon\tau + t_0)$ avec $\tilde{z}(0) = z_0$ et $\tilde{x}(\tau) := x(\varepsilon\tau + t_0)$ avec $\tilde{x}(0) = x_0$.

La loi de commande pour le système (4.36)-(4.37) peut être synthétisée en deux temps : D’abord la commande lente et ensuite la commande rapide, ce qui donne une commande composée de la forme :

$$u(x, \eta, \varepsilon) = u_{es}(x, \varepsilon) + u_{ef}(x, \eta, \varepsilon).$$

où u_{es} et u_{ef} sont respectivement la commande lente et la commande rapide. La composante u_{ef} rend M_ε attractive et satisfait $u_{ef}(x, 0, \varepsilon) = 0$. Si $u_{es}(\tilde{x}, \varepsilon)$ et $\partial h_e(\tilde{x}, \varepsilon)/\partial \tilde{x}$ sont

bornés et \tilde{x} est relativement constant par rapport à τ , alors le terme $\varepsilon(\partial h_e(\tilde{x}, \varepsilon)/\partial \tilde{x})$ peut être négligé pour ε suffisamment petit. L'équation (4.48) définit le sous-système rapide, une approximation en $O(\varepsilon)$ peut être obtenue pour ce système en utilisant l'équation (4.39) et en posant $\varepsilon = 0$ dans (4.47)-(4.48) :

$$\frac{d\eta_{apx}}{d\tau} = F_2(\tilde{x})\eta_{apx} + g_2(\tilde{x})u_f \quad (4.49)$$

où η_{apx} , $h_e(\tilde{x}, 0) = h(\tilde{x})$ et u_f sont des approximations en $O(\varepsilon)$ pour η , $h_e(\tilde{x}, \varepsilon)$ et u_{ef} et $\eta_{apx}(0) = z_0 - h(x_0, 0)$.

4.4.2 Commande par modes glissants

Dans cette partie, on présente une technique de commande pour les systèmes singulièrement perturbés. Cette technique a été déjà utilisée pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires pour un robot à articulations flexibles. Il nous a semblé intéressant d'appliquer l'algorithme proposé dans [30] à la commande de la machine asynchrone parce qu'une preuve de stabilité avec l'utilisation de l'observateur en cascade (3.31)-(3.32) en boucle fermée était envisageable [57]. Dans [30] l'observateur utilisé est un observateur à grand gain très proche de l'observateur (3.31)-(3.32) donné dans le chapitre précédent.

Ensuite, on donne les principes de synthèse de l'algorithme de commande pour la poursuite de trajectoires. La démarche est semblable à celle utilisée dans les sections précédentes sauf que maintenant le développement de la commande pour le système (4.36)-(4.37) se déroule en deux temps. D'abord, on conçoit la commande pour le système lent (4.38) et ensuite on synthétise la loi de commande pour le système rapide .

Pour ce faire, définissons la surface de glissement lente suivante :

$$\sigma_s(x_s, x_{sd}) = [\sigma_{s_1}(x_s, x_{sd}), \dots, \sigma_{s_r}(x_s, x_{sd})]^T = 0 \quad (4.50)$$

où $x_{sd} = [x_{sd_1}, \dots, x_{sd_n}]^T$ est le vecteur de références et les fonctions $\sigma_{s_i} : B_x \times B_x \rightarrow \mathcal{R}$ pour $i = 1, \dots, r$, sont localement lipschitziennes par rapport à $x_s \in B_x$ et uniformément continues par rapport à $x_{sd} \in B_x$ et satisfont $\sigma_{s_i}(0, 0) = 0$. La commande proposée est de la forme suivante :

$$u_s = u_{seq} + u_{sn} \quad (4.51)$$

où u_{seq} est la commande équivalente lente

$$u_{seq} = - \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x_s} g(x_s) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x_s} f(x_s) + \frac{\partial \sigma_s}{\partial x_{sd}} \dot{x}_{sd} \right] \quad (4.52)$$

$[\partial\sigma_s/\partial x_s]g(x_s)$ est supposée non singulière pour tout $x_s, x_{sd} \in B_x$ et

$$u_{sn} = - \left[\frac{\partial\sigma_s}{\partial x_s} g(x_s) \right]^{-1} L_s(x_s) \sigma_s(x_s, x_{sd}) \quad (4.53)$$

$L_s(x_s)$ est une matrice définie positive $r \times r$ dont les coefficients sont des fonctions continues de x_s bornées telles que $\|L_s(x_s)\| \leq \rho_s$ pour tout $x_s \in B_x$ avec $\rho_s > 0$.

On remarque que la commande u_{seq} agit lorsque le système lent est restreint à la surface $\sigma_s(x_s, x_{sd}) = 0$ et u_{sn} agit quand le système évolue hors de la surface c'est-à-dire $\sigma_s(x_s, x_{sd}) \neq 0$.

Il est à noter que la commande u_{sn} ne permet pas une convergence en temps fini vers la surface $\sigma_s(x_s, x_{sd}) = 0$.

La dynamique du système lent hors de $\sigma_s(x_s, x_{sd}) = 0$ est donc donnée par :

$$\dot{\sigma}_s(x_s, x_{sd}) = -L_s(x_s) \sigma_s(x_s, x_{sd}). \quad (4.54)$$

Pour étudier les propriétés de stabilité de la surface $\sigma_s(x_s, x_{sd}) = 0$, on définit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V(x_s, x_{sd}) = \frac{1}{2} \sigma_s^T(x_s, x_{sd}) \sigma_s(x_s, x_{sd})$$

dont la dérivée le long de trajectoires de (4.54) satisfait

$$\dot{V}(x_s, x_{sd}) = -\sigma_s^T(x_s, x_{sd}) L_s(x_s) \sigma_s(x_s, x_{sd}) < 0$$

pour tout $x_s, x_{sd} \in B_x$, il existe donc un régime glissant.

Le système (4.38) bouclé avec la commande lente (4.51) donne le système suivant :

$$\dot{x}_s = f_e(x_s, 0) + p_s(x_s, x_{sd}, \dot{x}_{sd}) \quad (4.55)$$

où

$$p_s(x_s, x_{sd}, \dot{x}_{sd}) = f_e(x_s, x_{sd}) - f_e(x_s, 0) + g_e(x_s, x_{sd}) \dot{x}_{sd}. \quad (4.56)$$

avec

$$f_e(x_s, x_{sd}) = f(x_s) - g(x_s) \left[\frac{\partial\sigma_s}{\partial x_s} g(x_s) \right]^{-1} \left[\left(\frac{\partial\sigma_s}{\partial x_s} \right) f(x_s) + L_s(x_s) \sigma_s(x_s, x_{sd}) \right] \quad (4.57)$$

$$g_e(x_s, x_{sd}) = -g(x_s) \left[\frac{\partial\sigma_s}{\partial x_s} g(x_s) \right]^{-1} \frac{\partial\sigma_s}{\partial x_{sd}}. \quad (4.58)$$

Étant donné que $f(x_s)$ et $g(x_s)$ sont bornées, que la matrice $[\partial\sigma_s/\partial x_s]g(x_s)$ est régulière et à partir des propriétés de $\sigma_s(x_s, x_{sd})$, il est possible de borner $p_s(x_s, x_{sd}, \dot{x}_{sd})$ par [30] :

$$\|p_s(x_s, x_{sd}, \dot{x}_{sd})\| \leq l_1 \|x_s\| + l_2 \|x_{sd}\| + l_3 \|\dot{x}_{sd}\|$$

pour tout $x_s, x_{sd}, \dot{x}_s, \dot{x}_{sd} \in B_x$ avec l_1, l_2 et l_3 constantes positives.

Ensuite, on introduit les hypothèses raisonnables suivantes :

Hypothèse 4.4.1 *L'équilibre $x_s = 0$ de $\dot{x}_s = f_e(x_s, 0)$ est localement exponentiellement stable.*

Hypothèse 4.4.2 *Le vecteur de références $x_{sd}(t)$ et sa dérivée $\dot{x}_{sd} = \frac{dx_{sd}}{dt}$ sont uniformément bornés et satisfont $\|x_{sd}\| \leq b_1, \|\dot{x}_{sd}\| \leq b_2$, où b_1 et b_2 sont des constantes positives*

En utilisant un des théorèmes inverses de Lyapunov [50], l'hypothèse 4.4.1 assure qu'il existe une fonction de Lyapunov $V_s(x_s)$ qui satisfait :

$$c_1 \|x_s\|^2 \leq V_s(x_s) \leq c_2 \|x_s\|^2, \quad \frac{\partial V_s(x_s)}{\partial x_s} f_e(x_s, 0) \leq -c_3 \|x_s\|^2, \quad \left\| \frac{\partial V_s(x_s)}{\partial x_s} \right\| \leq c_4 \|x_s\| \quad (4.59)$$

où c_1, c_2, c_3 et c_4 sont des constantes positives.

Utilisons $V_s(x_s)$ comme fonction de Lyapunov candidate pour étudier la stabilité $x_s = 0$ comme un point d'équilibre du système (4.55). A partir des hypothèses 4.4.1, 4.4.2, de l'équation (4.59) et de la propriété $ab \leq (k/2)a^2 + (1/2k)b^2$ avec $k > 0$, la dérivée de V_s le long des trajectoires de (4.55) satisfait donc

$$\dot{V}_s(x_s) \leq -v_1 \|x_s\|^2 + v_2 \quad (4.60)$$

où $v_1 = c_3 - c_4 l_{p_s}$, $v_2 = \frac{c_4}{2\kappa_1}(l_2 b_1 + l_3 b_2)$ avec $\kappa_1 > 0$ et $l_{p_s} = \left[l_1 + \frac{1}{2}(l_2 b_1 + l_3 b_2)\kappa_1 \right]$. Si l_{p_s} est suffisamment petit et satisfait

$$l_{p_s} \leq \bar{l}_{p_s} < \frac{c_3}{c_4} \quad (4.61)$$

le système lent réduit (4.55) est donc localement uniformément borné.

D'autre part, la synthèse de la commande rapide pour le système (4.4.2) peut être obtenue de la même façon que précédemment.

Définissons la surface de glissement rapide suivante :

$$\sigma_f(\eta_{apx}, x_{fd}) = [\sigma_{f_1}(\eta_{apx}, x_{fd}), \dots, \sigma_{f_r}(\eta_{apx}, x_{fd})]^T = 0 \quad (4.62)$$

où $x_{fd} = [x_{fd_1}, \dots, x_{fd_m}]^T$ est le vecteur de références et les fonctions $\sigma_{f_i} : B_z \times B_z \rightarrow \mathcal{R}$ pour $i = 1, \dots, r$, sont localement lipschitziennes par rapport à $\eta_{apx} \in B_z$ et uniformément continues par rapport à $x_{fd} \in B_z$ et satisfont $\sigma_{f_i}(0, 0) = 0$.

La commande pour ce cas est donnée par :

$$u_f = u_{feq} + u_{fn} \quad (4.63)$$

où u_{feq} est la commande équivalente rapide :

$$u_{feq}(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) = - \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} g_2(\tilde{x}) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} F_2(\tilde{x}) \eta_{apx} + \frac{\partial \sigma_f}{\partial x_{fd}} \frac{dx_{fd}}{d\tau} \right] \quad (4.64)$$

et

$$u_{fn}(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) = - \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} g_2(\tilde{x}) \right]^{-1} L_f(\eta_{apx}) \sigma_f(\eta_{apx}, x_{fd}), \quad (4.65)$$

Dans (4.64) et (4.65), on suppose que la matrice $[\partial \sigma_f / \partial \eta_{apx}] g_2(\tilde{x})$ est régulière pour tout $(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) \in B_x \times B_z \times B_z$ et $L_f(\eta_{apx})$ est une matrice définie positive de dimension $r \times r$ dont les coefficients sont des fonctions continues de η_{apx} bornées telles que $\|L_f(\eta_{apx})\| \leq \rho_f$ pour tout $(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) \in B_x \times B_z \times B_z$ avec $\rho_f > 0$.

La dynamique du système rapide hors de la surface $\sigma_f(\eta_{apx}, x_{fd}) = 0$ s'écrit :

$$\frac{d\sigma_f}{d\tau} = -L_f(\eta_{apx}) \sigma_f(\eta_{apx}, x_{fd})$$

On peut prouver l'existence d'un régime glissant de la même manière que pour le système lent.

Lorsque la commande rapide (4.63) est substituée dans (4.4.2), le système rapide en boucle fermée prend la forme suivante :

$$\frac{d\eta_{apx}}{d\tau} = g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, 0) + p_f(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}, \frac{dx_{fd}}{d\tau}) \quad (4.66)$$

où

$$p_f(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}, \frac{dx_{fd}}{d\tau}) = g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) + g_{c_1}(\tilde{x}, x_{fd}) \frac{dx_{fd}}{d\tau} - g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, 0) \quad (4.67)$$

et

$$\begin{aligned} g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}) &= F_2(\tilde{x}) \eta_{apx} \\ &\quad - g_2(\tilde{x}) \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} g_2(\tilde{x}) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} F_2(\tilde{x}) \eta_{apx} + L_f(\eta_{apx}) \sigma_f(\eta_{apx}, x_{fd}) \right], \\ g_{c_1}(\tilde{x}, x_{fd}) &= g_2(\tilde{x}) \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta_{apx}} g_2(\tilde{x}) \right]^{-1} \frac{\partial \sigma_f}{\partial x_{fd}} \end{aligned}$$

Ainsi comme pour le cas du système lent, il est possible de trouver une borne pour p_f :

$$\|p_f(\tilde{x}, \eta_{apx}, x_{fd}, dx_{fd}/d\tau)\| \leq \bar{l}_1 \|\eta_{apx}\| + \bar{l}_2 \|x_{fd}\| + \bar{l}_3 \left\| \frac{dx_{fd}}{d\tau} \right\|$$

pour tout $\eta_{apx}, x_{fd}, dx_{fd}/d\tau \in B_z$, avec \bar{l}_1, \bar{l}_2 et \bar{l}_3 constantes positives.

On introduit comme précédemment les hypothèses suivantes :

Hypothèse 4.4.3 *L'équilibre $\eta_{apx} = 0$ de $d\eta_{apx}/d\tau = g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, 0)$ est localement exponentiellement stable.*

Hypothèse 4.4.4 *Le vecteur de références $x_{fd}(t)$ et sa dérivée $dx_{fd}/d\tau$ sont uniformément bornés et satisfont*

$$\|x_{fd}\| \leq \bar{b}_1, \quad \|dx_{fd}/d\tau\| \leq \bar{b}_2 \quad (4.68)$$

où \bar{b}_1 et \bar{b}_2 sont des constantes positives.

Par un des théorèmes inverses de Lyapunov [50] et l'hypothèse 4.4.3, il existe une fonction de Lyapunov $V_f(x_s)$ qui satisfait :

$$\begin{aligned} \bar{c}_1 \|\eta_{apx}\|^2 \leq V_f(\eta_{apx}) \leq \bar{c}_2 \|\eta_{apx}\|^2, \quad \frac{\partial V_f(\eta_{apx})}{\partial \eta_{apx}} g_c(\tilde{x}, \eta_{apx}, 0) \leq -\bar{c}_3 \|\eta_{apx}\|^2, \quad (4.69) \\ \left\| \frac{\partial V_f(\eta_{apx})}{\partial \eta_{apx}} \right\| \leq \bar{c}_4 \|\eta_{apx}\| \end{aligned}$$

où $\bar{c}_1, \bar{c}_2, \bar{c}_3$ et \bar{c}_4 sont des constantes positives.

Ensuite, on peut étudier la stabilité du système (4.66) en $\eta_{apx} = 0$ avec la fonction de Lyapunov candidate $V_f(\eta_{apx})$. A partir des hypothèses 4.4.3, 4.4.4, de l'équation (4.69) et de la propriété $ab \leq (k/2)a^2 + (1/2k)b^2$ avec $k > 0$, la dérivée de V_s le long des trajectoires de (4.66) satisfait

$$\frac{dV_f(\eta_{apx})}{d\tau} \leq -\bar{v}_1 \|\eta_{apx}\|^2 + \bar{v}_2 \quad (4.70)$$

où $\bar{v}_1 = \bar{c}_3 - \bar{c}_4 l_{p_f}$, $\bar{v}_2 = \frac{\bar{c}_4}{2\kappa_2} (\bar{l}_2 \bar{b}_1 + \bar{l}_3 \bar{b}_2)$, avec $\kappa_2 > 0$ et $l_{p_f} = [\bar{l}_1 - \frac{1}{2}(\bar{l}_2 \bar{b}_1 + \bar{l}_3 \bar{b}_2)\kappa_2]$. Si l_{p_f} est suffisamment petit et satisfait

$$l_{p_f} \leq \bar{l}_{p_f} < \frac{\bar{c}_3}{\bar{c}_4} \quad (4.71)$$

le système rapide réduit (4.66) est donc localement uniformément borné.

Finalement, la commande composée peut s'écrire :

$$u(x, x_{sd}, \dot{x}_{sd}, \eta, x_{fd}, dx_{fd}/d\tau) = u_s(x, x_{sd}, \dot{x}_{sd}) + u_f(x, \eta, x_{fd}, dx_{fd}/d\tau) \quad (4.72)$$

où

$$u_s = - \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x} f(x) + \frac{\partial \sigma_s}{\partial x_{sd}} \dot{x}_{sd} + L_s(x) \sigma_s(x, x_{sd}) \right], \quad (4.73)$$

$$u_f = - \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta} g_2(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_f}{\partial \eta} F_2(x) \eta + \frac{\partial \sigma_f}{\partial x_{fd}} \frac{dx_{fd}}{d\tau} + L_f(\eta) \sigma_f(\eta, x_{fd}) \right]. \quad (4.74)$$

Lorsque la commande (4.72) est appliquée au système (4.36)-(4.37), on obtient le système singulièrement perturbé en boucle fermée donné par :

$$\dot{x} = f_c(x, \eta, x_{sd}) + g_e(x, x_{sd}) \dot{x}_{sd} \quad (4.75)$$

$$\varepsilon \dot{\eta} = g_c(x, \eta, x_{fd}) + g_{c_1}(x, x_{fd}) \varepsilon \dot{x}_{fd} - \varepsilon \frac{\partial h}{\partial x} [f_c(x, \eta, x_{sd}) + g_e(x, x_{sd}) \dot{x}_{sd}] \quad (4.76)$$

où $\eta = z - h(x)$, $x(t_o) = x_o$, $z(t_o) = z_o$ et

$$f_c(x, \eta, x_{sd}) = f(x) + F_1(x) \eta - g(x) \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x} f(x) + L_s(x) \sigma_s(x, x_{sd}) \right]. \quad (4.77)$$

La stabilité du système (4.36)-(4.37) bouclé avec la commande $u = u_s + u_f$ peut être démontrée en utilisant les fonctions de Lyapunov candidates V_s et V_f . On énonce la proposition suivante :

Proposition 4.4.1 [30] *Considérons le système non linéaire singulièrement perturbé (4.36)-(4.37) bouclé avec la commande composée (4.72) satisfaisant (4.61) et (4.71). Alors le système non linéaire singulièrement perturbé en boucle fermée (4.75), (4.76), (4.77) est localement uniformément borné.*

4.4.3 Application à la machine asynchrone

Pour les machines asynchrones de moyenne et forte puissance, la séparation des modes électriques, magnétiques et mécaniques est d'autant plus prononcée que la puissance de la machine augmente. En conséquence, il est possible d'utiliser la théorie des systèmes singulièrement perturbés pour leur modélisation.

Représentation à deux échelles de temps

Considérons le modèle de la machine dans le repère (α, β) (2.16). On suppose que tous les états sont mesurés. Si on pose $\varepsilon = \sigma \ll 1$ et si on considère le changement de variable

suivant : $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [\omega, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}]^T$, $z = [z_1, z_2]^T = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$, on peut obtenir la représentation aux perturbations singulières standard (4.36)-(4.37) de la machine :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f_1(x) + F_1(x)z + g_1(x)u \\ \varepsilon \dot{z} &= f_2(x) + F_2(x)z + g_2(x)u\end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned}f_1(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{f}{J}x_1 - \frac{1}{J}\tau_L \\ -\frac{1}{T_r}x_2 - px_1x_3 \\ px_1x_2 - \frac{1}{T_r}x_3 \end{bmatrix}, & F_1(x) &= \begin{bmatrix} -\frac{pM}{JL_r}x_3 & \frac{pM}{JL_r}x_2 \\ \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix}, \\ g_1(x) &= \mathcal{O}_{3 \times 2}, & f_2(x) &= \begin{bmatrix} \frac{\bar{K}}{T_r}x_2 + p\bar{K}x_1x_3 \\ -p\bar{K}x_1x_2 + \frac{\bar{K}}{T_r}x_3 \end{bmatrix}, \\ F_2(x) &= \begin{bmatrix} -\bar{\gamma} & 0 \\ 0 & -\bar{\gamma} \end{bmatrix}, & g_2(x) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}.\end{aligned}$$

avec $\bar{\gamma} := \varepsilon\gamma = \frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r M^2}{L_s L_r^2}$ et $\bar{K} := \varepsilon K = \frac{M}{L_s L_r}$.

Synthèse de la loi de commande

Si $\varepsilon = 0$, la solution unique de $f_2(x) + F_2(x)z + g_2(x)u = 0$ est donnée par :

$$\begin{aligned}z_{s1} &= \frac{1}{\bar{\gamma}} \left(\frac{\bar{K}}{T_r} x_{s2} + p\bar{K} x_{s1} x_{s3} + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha_s} \right) \\ z_{s2} &= \frac{1}{\bar{\gamma}} \left(-p\bar{K} x_{s1} x_{s2} + \frac{\bar{K}}{T_r} x_{s3} + \frac{1}{L_s} u_{s\beta_s} \right)\end{aligned}$$

Le système lent s'écrit donc :

$$\begin{aligned}\dot{x}_s &= f(x_s) + g(x_s)u_s, & x_s(t_0) &= x_0\end{aligned}\tag{4.78}$$

$$f(x_s) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \left[\frac{p^2 M \bar{K}}{L_r \bar{\gamma}} x_{s1} (x_{s2}^2 + x_{s3}^2) + f x_{s1} + \tau_L \right] \\ \left(\frac{M \bar{K}}{T_r \bar{\gamma}} - 1 \right) \left(\frac{1}{T_r} x_{s2} + p x_{s1} x_{s3} \right) \\ \left(\frac{M \bar{K}}{T_r \bar{\gamma}} - 1 \right) \left(\frac{1}{T_r} x_{s3} - p x_{s1} x_{s2} \right) \end{bmatrix},$$

$$g(x_s) = \begin{bmatrix} -\frac{pM}{JL_r} x_{s3} & \frac{pM}{JL_r} x_{s2} \\ \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{bmatrix}$$

L'objectif de commande est de forcer les sorties de la machine, i. e. la vitesse x_{s1} et la norme du flux rotorique au carré $x_{s2}^2 + x_{s3}^2$ à suivre leurs références x_{sd1} et $x_{sd2}^2 + x_{sd3}^2$ respectivement.

La surface de glissement lent est choisie comme suit :

$$\sigma_s(x_s - x_{sd}) = \begin{bmatrix} \sigma_{s_1}(x_s - x_{sd}) \\ \sigma_{s_2}(x_s - x_{sd}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1(x_{s_1} - x_{sd_1}) \\ s_2[x_{s_2}^2 + x_{s_3}^2 - (x_{sd_2}^2 + x_{sd_3}^2)] \end{bmatrix} = 0 \quad (4.79)$$

où s_1 et s_2 sont des constantes positives et $x_{sd} = [x_{sd_1}, x_{sd_2}, x_{sd_3}]^T$ est le vecteur des références.

La commande lente est donnée par :

$$u_s = - \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x_s} g(x_s) \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma_s}{\partial x_s} f(x_s) - \frac{\partial \sigma_s}{\partial x_{sd}} \dot{x}_{sd} + L_s(x_s) \sigma_s \right] \quad (4.80)$$

$$u_s = - \begin{bmatrix} -ax_{s_3} & ax_{s_2} \\ bx_{s_2} & bx_{s_3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{s_1}{J} \left[\frac{p^2 M \bar{K} x_{s_1}}{L_r \bar{\gamma}} (x_{s_2}^2 + x_{s_3}^2) + f x_{s_1} + \tau_L \right] - s_1 \dot{x}_{sd_1} + l_{s_1} \sigma_{s_1}(x_s - x_{sd}) \\ 2s_2 \left[\frac{1}{T_r} \left(\frac{M \bar{K}}{T_r \bar{\gamma}} - 1 \right) (x_{s_2}^2 + x_{s_3}^2) - \frac{d}{dt} (x_{sd_2}^2 + x_{sd_3}^2) \right] + l_{s_2} \sigma_{s_2}(x_s - x_{sd}) \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

où $a = \frac{1}{\bar{\gamma} L_s} \frac{pM}{J L_r} s_1$, $b = \frac{2}{\bar{\gamma} L_s} \frac{M}{T_r} s_2$, l_{s_1} et l_{s_2} sont des constantes positives. La commande u_s est donc bien définie sauf au démarrage de la machine.

D'autre part, la dynamique rapide est donnée par :

$$\frac{d\eta_{apx}}{d\tau} = F_2(\tilde{x}) \eta_{apx} + g_2(\tilde{x}) u_f \quad (4.82)$$

$$F_2(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} -\bar{\gamma} & 0 \\ 0 & -\bar{\gamma} \end{bmatrix}, \quad g_2(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}.$$

On remarque que cette dynamique est stable avec $u_f = 0$. Alors, on choisit la surface de glissement rapide comme suit :

$$\sigma_f(\eta_{apx} - x_{fd}) = \begin{bmatrix} \sigma_{f_1}(\eta_{apx} - x_{fd}) \\ \sigma_{f_2}(\eta_{apx} - x_{fd}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_{apx_1} \\ \eta_{apx_2} \end{bmatrix} = 0 \quad (4.83)$$

Finalement, la commande u_f s'écrit :

$$u_f = -L_s \begin{bmatrix} -\bar{\gamma} + l_{f_1} & 0 \\ 0 & -\bar{\gamma} + l_{f_2} \end{bmatrix} \eta_{apx} \quad (4.84)$$

avec l_{f_1} et l_{f_2} des constantes positives.

Nous référencerons cet algorithme dans la suite sous le terme de commande CPS. Sa mise en oeuvre est détaillée dans le chapitre suivant.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle à flux orienté et quelques lois de commande par modes glissants pour la machine asynchrone. Certains algorithmes ont été retenus pour les essais expérimentaux : une commande par modes glissants via la simplification du modèle de la machine en utilisant des boucles internes de courants, dont l'intérêt est d'avoir un contrôle satisfaisant de grandeurs électriques, et une commande fondée sur le modèle singulièrement perturbé de la machine. Pour le dernier cas, on a modifié la partie discontinue de la commande par modes glissants classique. Notons que nous nous intéressons à ce type de commande parce qu'une preuve de stabilité avec l'observateur en cascade (3.31)-(3.32) est en cours de développement [57].

La mise en oeuvre sur banc d'essai des lois de commande retenues est détaillée dans le sixième chapitre.

Chapitre 5

Comparaison de lois de commande sur un exemple test : "Benchmark"

IJACSP

A l'initiative du Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP) et du Laboratoire des Signaux et Systèmes (LSS) de Supélec, un "benchmark" sur la commande de la machine asynchrone a été proposé à la communauté internationale dans le but de comparer différentes techniques de commande. Les résultats des travaux menés sur ce "benchmark" ont donné lieu à un numéro spécial dans la revue International Journal of Adaptive Control and Signal Processing (IJACSP) [70].

Dans ce chapitre, on reprend ce "benchmark" pour comparer différentes lois de commande dans le cadre d'une collaboration entre le LAG le LGEP et le LSS. On a choisi des algorithmes qui se situent dans le cadre général de la commande non linéaire :

- Commande basée sur la passivité (CBP),
- Commande basée sur la linéarisation par retour d'état (CLES),
- Commande par modes glissants (CMG),
- Commande basée sur l'approche "integrator backstepping" (CB).

Nous présentons des résultats de simulation obtenus avec l'environnement de simulation développé au LGEP en langage C [66]. Ce programme tient compte des effets de la saturation magnétique dans le moteur, des temps morts de l'onduleur, des bruits, des offsets et des retards sur la mesure des courants et des tensions statoriques. Cet environnement permet, en outre, la mise en oeuvre des mêmes algorithmes aussi bien en simulation que

sur banc d'essai réel, pour une meilleure appréciation du comportement du système commandé proche de la réalité avant les tests sur le banc d'essai. Enfin, nous donnons quelques conclusions sur la comparaison de lois de commande.

5.1 Modèle de la machine asynchrone

Nous rappelons d'abord le modèle (2.14)-(2.15) de la machine dans le repère (d, q) utilisé dans ce chapitre :

$$\dot{x} = f(x) + gu \quad (5.1)$$

$$y = h(x) \quad (5.2)$$

où $x = [i_{sd}, i_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}, \omega]^T$, $u = [u_{sd}, u_{sq}]^T$,

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + p\omega K \phi_{rq} \\ -\omega_a i_{sd} - \gamma i_{sq} - p\omega K \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_a - p\omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_a - p\omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{pM}{JL_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{\tau_L}{J} \end{bmatrix},$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

et

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	$K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$

Ainsi que le modèle sous sa représentation compact donné par :

$$\frac{d}{dt} i_s = -[\gamma \mathcal{I}_2 + \omega_a \mathcal{J}] i_s + \left[\frac{K}{T_r} \mathcal{I}_2 - p\omega K \mathcal{J} \right] \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s \quad (5.3)$$

$$\frac{d}{dt} \phi_r = \frac{M}{T_r} i_s - \left[\frac{1}{T_r} \mathcal{I}_2 + (\omega_a - p\omega) \mathcal{J} \right] \phi_r \quad (5.4)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (\tau - \tau_L) \quad (5.5)$$

$$\tau = \frac{pM}{L_r} i_s^T \mathcal{J} \phi_r \quad (5.6)$$

avec le vecteur des courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, le vecteur des flux rotoriques $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$, le vecteur des tensions statoriques $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$, \mathcal{I}_2 est la matrice

identité 2×2 et $\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

Le premier modèle (5.1)-(5.2) est utilisé pour la synthèse des lois de commande linéarisante, par modes glissants et par "backstepping". Le deuxième (5.3)-(5.6) permet d'introduire la commande basée sur la passivité.

5.2 Présentation du "Benchmark" IJACSP

Dans ce paragraphe, on présente le "benchmark" sur la commande de machine asynchrone. Considérons la machine dont les paramètres sont donnés dans le tableau 5.1 et supposons que :

- 1 Les courants statoriques i_s , la vitesse du rotor ω et la position θ sont mesurables.
- 2 Tous les paramètres de la machine sont exactement connus, sauf la constante de temps rotorique qui varie au cours de temps.
- 3 Le couple de charge τ_L est constant, mais inconnu.
- 4 La valeur maximale de la norme du vecteur de tension diphasé u_s appliqué à la machine est de 210 V et la valeur maximale de la norme du vecteur de courant i_s est de 12 A.

Le premier objectif de commande est le suivi de profils de vitesse et de la norme du flux indiqués sur la figure 5.1. Les profils correspondent à la consigne de vitesse ω^* , à la consigne de flux rotorique β^* , ainsi qu'au couple de charge τ_L , et à la valeur de la résistance rotorique R_r , respectivement.

Ce "benchmark" permet de mettre en évidence les capacités des algorithmes de commande pour la poursuite de vitesse à différents régimes : basse vitesse, vitesse nominale, survitesse, avec couple de charge et en présence de variations de la résistance rotorique.

Le deuxième objectif de commande concerne le suivi de profil en position. La consigne de position θ^* est donnée par la figure 5.2. Le flux et la résistance rotorique ont les valeurs nominales, alors que le couple de charge τ_L est à 50 % de sa valeur nominale.

Les critères considérés pour la comparaison des lois de commande sont l'intégrale des erreurs de poursuite en vitesse et en position, les valeurs maximales de la norme du vecteur de courant et du vecteur de tension, ainsi que la qualité de la réponse transitoire pour la poursuite de différentes références en présence des perturbations paramétriques et de charge.

Afin de travailler sur des profils de consigne de vitesse, position et flux dérivables, ceux-ci sont préalablement filtrés par des filtres linéaires. Pour la consigne de vitesse ω^*

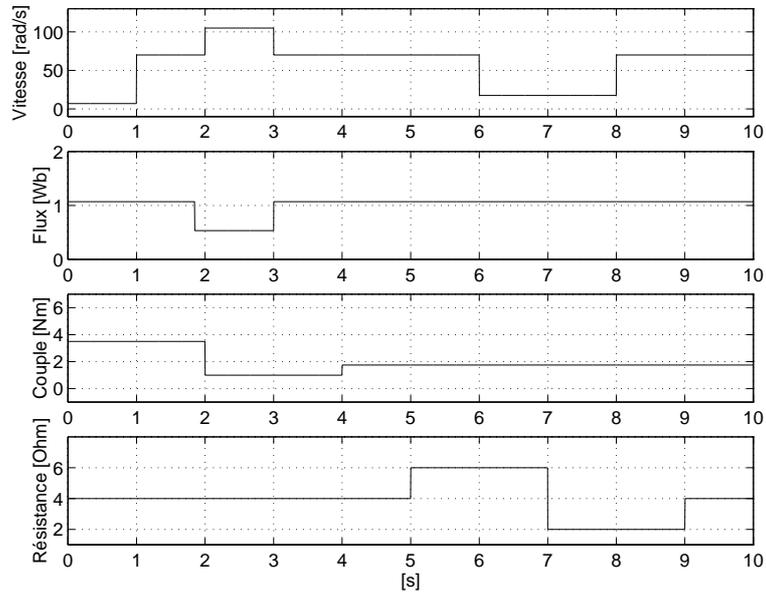


FIG. 5.1 – Trajectoires de référence pour le premier objectif de commande.

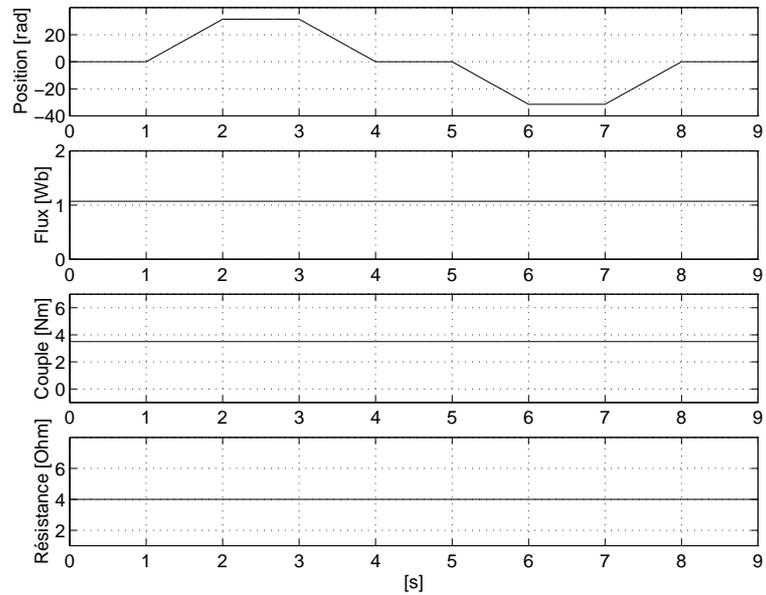


FIG. 5.2 – Trajectoires de référence pour le deuxième objectif de commande.

Puissance nominale	P_N	1.1	kW
Vitesse nominale	ω_N	700	tr/min
Tension nominale	u_{sN}	210	V
Courant nominal	i_{sN}	4.2	A
Flux nominal	ϕ_{rN}	1.14	Wb
Couple nominal	τ_N	7	Nm
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.83	
Résistance statorique	R_s	8.0	Ω
Résistance rotorique	R_r	4.0	Ω
Inductance mutuelle	M	0.44	H
Inductance statorique	L_s	0.47	H
Inductance rotorique	L_r	0.47	H
Coefficient de fuites totales	σ	0.12	
Inertie de l'ensemble tournant	J	0.04	kgm^2
Nombre de paire de pôles	p	2	

TAB. 5.1 – Paramètres de la machine du LGEP.

et de position θ^* , un filtre du second ordre de constante de temps égale à $60\ ms$ et de facteur d'amortissement 1 a été implanté, donnant ainsi les consignes de vitesse filtrée ω_d (figure 5.3) et de position filtrée θ_d (figure 5.4) respectivement. De même, la consigne de flux β^* a été filtrée à l'aide d'un filtre du premier ordre de constante de temps égale à $40\ ms$ et de facteur d'amortissement 1 pour obtenir la consigne de flux filtrée β_d (figure 5.3).

5.3 Présentation des lois de commande

Les algorithmes de commande qui ont été mis en oeuvre sont les suivants :

- Commande basée sur la passivité (CBP),
- Commande par linéarisation entrée-sortie (CLES),
- Commande par modes glissants (CMG),
- Commande par "backstepping" (CB).
- Commande vectorielle directe à flux orienté (FOC).

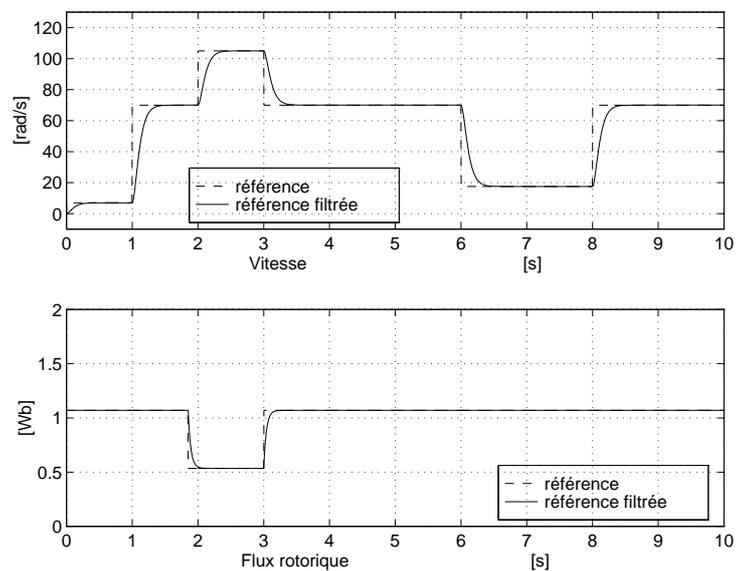


FIG. 5.3 – Références filtrées de vitesse et de flux.

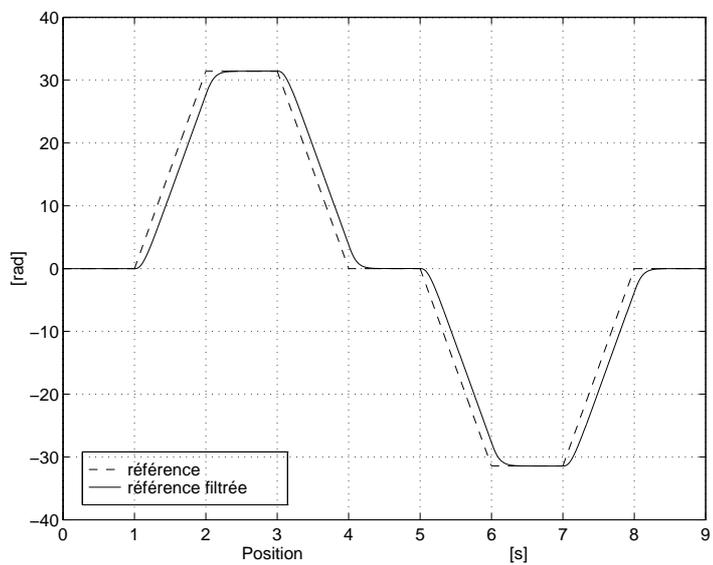


FIG. 5.4 – Référence filtrée de position.

Pour faire une comparaison plus pertinente des lois de commande proposées, nous considérons aussi la commande FOC directe décrite dans la section 4.2.

Tous les algorithmes ont été implantés dans le repère (d, q) du flux rotorique. Cependant, les algorithmes par linéarisation entrée-sortie et par "backstepping" sont donnés sans faire d'hypothèse sur l'orientation du repère.

Pour la commande CBP, l'angle de changement de repère θ_a est donné par :

$$\theta_a = p\theta + \rho_d \quad (5.7)$$

$$\dot{\rho}_d = \frac{R_r}{p\beta_d^2}\tau_d, \quad \rho_d(0) = 0. \quad (5.8)$$

Pour les autres lois de commande, l'estimateur du flux en boucle ouverte dans le repère (d, q) est utilisé pour obtenir l'estimé $\hat{\phi}_{rd}$ de ϕ_{rd} et l'estimé $\hat{\theta}_a$ de θ_a :

$$\dot{\hat{\phi}}_{rd} = \frac{M}{T_r}\hat{i}_{sd} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{rd} \quad (5.9)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_a = \dot{\hat{\theta}}_a = p\omega + \frac{M}{T_r}\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{\phi}_{rd}} \quad (5.10)$$

avec

$$\hat{i}_{sd} = i_{s\alpha}\cos(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta}\sin(\hat{\theta}_a) \quad (5.11)$$

$$\hat{i}_{sq} = -i_{s\alpha}\sin(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta}\cos(\hat{\theta}_a) \quad (5.12)$$

où $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les courants statoriques dans le repère (α, β) .

Ce choix est justifié par le fait que l'on s'intéresse surtout à la comparaison des algorithmes de commande. Comme on va le constater au chapitre suivant, l'utilisation d'un observateur de flux permet d'améliorer notablement les performances d'une loi de commande. Ceci empêche, en quelque sorte, de voir l'apport de chaque technique de commande.

5.3.1 Commande basée sur la passivité (CBP)

Il a été montré dans [74] qu'il y a deux façons pour synthétiser une loi de commande basée sur la passivité pour la machine asynchrone : la CBP avec modélisation de l'énergie totale et la CBP à boucles imbriquées (en cascade). La dernière est plus simple et n'a pas besoin d'observateur de flux. La CBP à boucles imbriquées est l'algorithme qui a été choisi dans ce travail.

On présente la loi de commande basée sur la passivité dans la proposition suivante :

Proposition 5.3.1 [23, 74] *Considérons le modèle de la machine (5.3)-(5.4). Supposons que les courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, la vitesse du rotor ω et la position θ sont mesurables, tous les paramètres de la machine sont exactement connus, le couple de charge τ_L est une fonction connue et bornée avec dérivée première connue et bornée, la vitesse désirée du rotor ω_d est une fonction bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées, la norme du flux rotorique désirée β_d est une fonction strictement positive, bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées et le sous-système mécanique (5.5) est une perturbation passive.*

Soit la loi de commande non linéaire par retour de sortie donnée par :

$$u = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_d + \sigma L_s [\omega_a \mathcal{J} + \gamma \mathcal{I}_2] i_d - \sigma L_s \left[\frac{K}{T_r} \mathcal{I}_2 - p\omega K \mathcal{J} \right] \phi_d - k_{pi} \tilde{i}_s \quad (5.13)$$

où $\tilde{i}_s = i_s - i_d$, $\phi_d = [\beta_d, 0]^T$ est la consigne de flux et la consigne de courant est :

$$i_d = \begin{bmatrix} i_d^d \\ i_d^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} \beta_d + \frac{L_r}{M R_r} \dot{\beta}_d \\ \frac{L_r}{p M \beta_d} \tau_d \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Le correcteur de vitesse qui élabore la consigne de couple τ_d est donné par :

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d - z + \tau_L \quad (5.15)$$

$$\dot{z} = -az + b(\omega - \omega_d) \quad (5.16)$$

où k_{pi} , a et b sont les paramètres de réglage. Sous ces conditions, la poursuite asymptotique de la vitesse du rotor et de la norme du flux rotorique sont assurées pour toutes conditions initiales bornées et avec tous les signaux internes uniformément bornés.

La loi de commande en vitesse peut être étendue pour la commande en position. Les courants et flux sont commandés de la même façon que précédemment, seul le correcteur de vitesse est remplacé maintenant par le correcteur de position suivant :

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d - z - f_p(\theta - \theta_d) + \tau_L \quad (5.17)$$

$$\dot{z} = -az + b(\omega - \omega_d) \quad (5.18)$$

Alors la convergence asymptotique globale vers la position désirée est assurée pour toutes valeurs positives de a , b et f_p [74].

D'autre part, pour rendre plus robuste la commande basée sur la passivité, il est possible d'ajouter une action intégrale sur les courants statoriques tout en préservant le

résultat de poursuite globale énoncé plus haut. La commande (5.13) s'écrit alors :

$$u = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_d + \sigma L_s [\omega_a \mathcal{J} + \gamma \mathcal{I}_2] i_d - \sigma L_s \left[\frac{K}{T_r} \mathcal{I}_2 - p\omega K \mathcal{J} \right] \phi_d - k_{pi} \tilde{i}_s - k_{ii} \int_0^t \tilde{i}_s dt \quad (5.19)$$

où k_{ii} est le paramètre de réglage.

5.3.2 Commande par linéarisation entrée-sortie (CLES)

Nous présentons ici la commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone [88].

Considérons le modèle de la machine (5.1)-(5.2). Supposons que les courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, les flux rotoriques $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$, la vitesse du rotor ω et la position θ sont mesurables, tous les paramètres de la machine sont exactement connus, le couple de charge τ_L est constant, la vitesse désirée du rotor ω_d est une fonction bornée avec dérivée première connue et bornée, la norme du flux rotorique désirée β_d est bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées.

Les sorties à commander sont le couple électromagnétique et la norme du flux rotorique au carré :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ \phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau \\ \|\phi_r\|^2 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Les détails de la vérification des conditions d'application de la commande linéarisante pour la machine asynchrone sont donnés dans [64].

En dérivant les sorties jusqu'à apparition de l'entrée :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) u \quad (5.21)$$

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \quad (5.22)$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u \quad (5.23)$$

où

$$\begin{aligned}
 L_f h_1(x) &= -\frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{rd} \dot{i}_{sq} - \phi_{rq} \dot{i}_{sd}) + p\omega (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq} + K(\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)) \right] \\
 L_g h_1(x) &= [-pK\phi_{rq}, pK\phi_{rd}] \\
 L_f h_2(x) &= \frac{2}{T_r} [M(\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) - (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)] \\
 L_f^2 h_2(x) &= \frac{2}{T_r} \left[Mp\omega (\phi_{rd} \dot{i}_{sq} - \phi_{rq} \dot{i}_{sd}) - M \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{T_r} (MK + 2)(\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) + \frac{M^2}{T_r} (\dot{i}_{rd}^2 + \dot{i}_{rq}^2) \right] \\
 L_g L_f h_2(x) &= [2R_r K \phi_{rd}, 2R_r K \phi_{rq}]
 \end{aligned}$$

Comme la somme des degrés relatifs [48] du couple (1) et du flux (2) est inférieure au degré du système (5), nous obtenons une dynamique non observable d'ordre 2. Cependant, la dynamique des zéros est stable [88].

Le retour d'état suivant permet de linéariser le comportement entrée-sortie en boucle fermée du système :

$$\begin{aligned}
 u &= D(x)^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \text{ avec } D(x) = \begin{bmatrix} L_g h_1(x) \\ L_g L_f h_2(x) \end{bmatrix} \quad (5.24) \\
 \det D(x) &= -2pR_r K^2 (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)
 \end{aligned}$$

en supposant que la matrice de découplage $D(x)$ inversible, ce qui est le cas quand le flux rotorique $\|\phi_r\|$ est non nul.

Finalement, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 \dot{h}_1(x) &= v_1 \\
 \ddot{h}_2(x) &= v_2
 \end{aligned}$$

Les entrées v_1 et v_2 peuvent être calculées de la manière suivante :

$$v_1 = \dot{\tau}_d + k_{p1} e_\tau + k_{i1} \int_0^t e_\tau dt \quad (5.25)$$

$$v_2 = \ddot{\beta}_d + k_{d2} \dot{e}_\phi + k_{p2} e_\phi + k_{i2} \int_0^t e_\phi dt \quad (5.26)$$

Nous obtenons les équations d'erreurs suivantes :

$$\ddot{e}_\tau + k_{p1} \dot{e}_\tau + k_{i1} e_\tau = 0 \quad (5.27)$$

$$e_\phi^{(3)} + k_{d2} \ddot{e}_\phi + k_{p2} \dot{e}_\phi + k_{i2} e_\phi = 0 \quad (5.28)$$

où les erreurs de poursuite sont définies par $e_\tau = \tau_d - \tau$ et $e_\phi = \beta_d - \|\phi_r\|^2$. Un choix approprié des gains k_{p1} , k_{i1} , k_{d2} , k_{p2} et k_{i2} permet d'assurer la convergence exponentielle des erreurs de poursuite e_τ et e_ϕ .

Afin de contrôler la vitesse et de compenser des variations de couple de charge, on utilise un correcteur PI qui donne τ_d :

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + Jk_p e_\omega + \hat{\tau}_L \quad (5.29)$$

$$\dot{\hat{\tau}}_L = Jk_i e_\omega \quad (5.30)$$

où $e_\omega = \omega_d - \omega$, k_p et k_i sont calculés de façon à imposer la dynamique voulue à l'erreur e_ω .

Pour contrôler la position θ on utilise un correcteur PID :

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + Jk_d e_\omega + Jk_p e_\theta + \hat{\tau}_L \quad (5.31)$$

$$\dot{\hat{\tau}}_L = Jk_i e_\theta \quad (5.32)$$

avec $e_\theta = \theta_d - \theta$, k_d , k_p et k_i sont des constantes positives.

On remarque qu'une certaine simplification de la loi linéarisante est obtenue lorsque le repère (d, q) est orienté suivant le flux rotorique.

5.3.3 Commande par modes glissants (CMG)

La loi de commande par modes glissants étudiée ici a été présentée dans le numéro spécial de la revue IJACSP [1]. Nous signalons que cet algorithme tient compte de façon explicite de l'utilisation de composantes de flux estimées et que la poursuite en vitesse et en flux n'est qu'uniformement bornée.

Considérons le modèle de la machine dans le repère (d, q) du flux rotorique. Pour cet algorithme, nous supposons que les courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ et la position θ sont mesurables, tous les paramètres de la machine sont exactement connus, sauf R_r et R_s , tous les signaux de références sont bornés et le couple de charge $\tau_L(t)$ est une perturbation variable dans le temps, bornée et inconnue. L'estimé $\hat{\phi}_{rd}$ de ϕ_{rd} et l'estimé $\hat{\theta}_a$ de θ_a sont fournis par l'estimateur (5.9)-(5.10).

Etant donné que la loi de commande considérée ici a besoin de la connaissance de ω

et $\dot{\omega}$, l'observateur de vitesse suivant est proposé [1, 34] :

$$\epsilon \dot{q}_1 = q_2 + \alpha_1(x_1 - q_1) \quad (5.33)$$

$$\epsilon \dot{q}_2 = q_3 + \alpha_2(x_1 - q_1) \quad (5.34)$$

$$\epsilon \dot{q}_3 = \alpha_3(x_1 - q_1) \quad (5.35)$$

$$\hat{x}_2 = s_2 \text{sat} \left(\frac{q_2}{\epsilon S_2} \right) \quad (5.36)$$

$$\hat{x}_3 = s_3 \text{sat} \left(\frac{q_3}{\epsilon^2 S_3} \right) \quad (5.37)$$

$$x_1 = \theta - \int \omega_d dt \quad (5.38)$$

$$\hat{\omega} = \hat{x}_2 + \omega_d \quad (5.39)$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \hat{x}_3 + \dot{\omega}_d \quad (5.40)$$

où α_1 , α_2 et α_3 sont choisis tels que le polynôme $s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3$ soit Hurwitz, ϵ est une constante positive petite, s_2 et s_3 sont constantes positives.

Considérons les surfaces de glissement $S_1 = 0$ et $S_2 = 0$:

$$S_1 = a_1 z_1 + z_2 \quad (5.41)$$

$$S_2 = a_2 x_1 + a_3 \hat{x}_2 + a_4 \hat{x}_3 \quad (5.42)$$

où

$$z_1 = \hat{\phi}_{rd} - \beta_d \quad (5.43)$$

$$z_2 = \dot{\hat{\phi}}_{rd} - \dot{\beta}_d \quad (5.44)$$

La loi de commande est donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} -k_1 \text{sat} \left(\frac{S_1}{\mu_1} \right) \\ -k_2 \text{sat} \left(\frac{S_2}{\mu_2} \right) \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

où a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , k_1 , k_2 , μ_1 et μ_2 sont les paramètres de réglage et

$$\text{sat} \left(\frac{S_i}{\mu_i} \right) = \begin{cases} \text{sign} \left(\frac{S_i}{\mu_i} \right) & \text{pour } \left| \frac{S_i}{\mu_i} \right| > 1 \\ \frac{S_i}{\mu_i} & \text{pour } \left| \frac{S_i}{\mu_i} \right| \leq 1 \end{cases} \quad (5.46)$$

$\text{sign}(\cdot)$ étant la fonction sign classique.

Cette loi de commande assure que les erreurs de poursuite de la vitesse et de la norme du flux rotorique peuvent être rendues arbitrairement petites par le choix de certains paramètres de synthèse, notamment k_1 , k_2 , μ_1 et μ_2 .

D'ailleurs, lorsque la vitesse désirée, la norme du flux rotorique désirée et le couple de charge sont constants, la régulation asymptotique de la vitesse du rotor et de la norme du flux rotorique est assurée pour toutes conditions initiales bornées, sauf pour $\phi_{rd} = 0$, et avec tous les signaux internes uniformément bornés.

5.3.4 Commande par "backstepping" (CB)

Dans ce paragraphe, nous présentons une loi de commande basée sur la technique du "backstepping" [54]. Nous tenons à souligner que l'algorithme développé ici est une adaptation de celui proposé dans [7, 28] pour le tester sur le "benchmark" IJACSP.

Considérons le modèle de la machine (5.1)-(5.2). Supposons que les courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, les flux rotoriques $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$, la vitesse du rotor ω et la position θ sont mesurables, tous les paramètres de la machine sont exactement connus, le couple de charge τ_L est connu et constant, la vitesse désirée du rotor ω_d est une fonction bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées, la norme du flux rotorique désirée β_d est bornée et dérivable deux fois avec des dérivées première et seconde connues et bornées.

Nous considérons d'abord l'objectif de la poursuite de la vitesse du rotor, nous définissons l'erreur de poursuite de vitesse :

$$e_\omega = \omega_d - \omega \quad (5.47)$$

La dynamique de cette erreur est donnée par :

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}_d - \dot{\omega} \quad (5.48)$$

$$= \dot{\omega}_d - \left[\frac{pM}{JL_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) - \frac{\tau_L}{J} \right] \quad (5.49)$$

Ensuite nous utilisons la technique du "backstepping" pour introduire la commande virtuelle τ_d dans l'équation (5.49) de la manière suivante :

$$\dot{e}_\omega = \frac{1}{J} \left[J\dot{\omega}_d + \tau_L - \tau_d + \left(\tau_d - \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \right) \right] \quad (5.50)$$

$$= \frac{1}{J} [J\dot{\omega}_d + \tau_L - \tau_d + e_\tau] \quad (5.51)$$

où e_τ est donné par :

$$e_\tau = \tau_d - \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \quad (5.52)$$

Si $e_\tau = 0$ dans l'équation (5.51), nous pouvons facilement synthétiser la commande virtuelle τ_d de façon à assurer la convergence exponentielle de l'erreur de poursuite e_ω .

Pour ce faire, nous calculons la dynamique de e_τ qui s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_\tau &= \dot{\tau}_d + \frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{rd} \dot{i}_{sq} - \phi_{rq} \dot{i}_{sd}) + p\omega (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq} + K(\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rq} u_{sd} - \phi_{rd} u_{sq}) \right] \end{aligned} \quad (5.53)$$

A partir de l'équation (5.53) il est possible de concevoir une commande en tension pour faire converger e_τ vers zéro. Néanmoins, il reste à définir τ_d . On remarque que pour la synthèse de la commande, nous avons deux degrés de liberté (les deux tensions statoriques) pour satisfaire une équation. Le degré de liberté additionnel sera utilisé pour assurer l'objectif de poursuite en flux que nous abordons ensuite.

Nous définissons l'erreur de poursuite de la norme du flux rotorique au carré :

$$e_\phi = \beta_d - (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) \quad (5.54)$$

La dynamique de e_ϕ est :

$$\dot{e}_\phi = \dot{\beta}_d - \frac{2}{T_r} [M(\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) - (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)] \quad (5.55)$$

Utilisons l'approche du "backstepping" [54] pour introduire la commande de flux virtuelle $u_i(t)$ dans (5.55) de la façon suivante :

$$\dot{e}_\phi = \dot{\beta}_d - \frac{2}{T_r} [M(\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) - (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)] + u_i - u_i \quad (5.56)$$

$$= \dot{\beta}_d + \frac{2}{T_r} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) - u_i + e_i \quad (5.57)$$

où la variable de poursuite auxiliaire e_i est définie par :

$$e_i = u_i - \frac{2M}{T_r} (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) \quad (5.58)$$

Si $e_i = 0$ dans l'équation (5.57), on peut aisément calculer la commande virtuelle $u_i(t)$ pour forcer e_ϕ à converger vers zéro. Pour déterminer la commande qui permettra d'annuler e_i , on calcule sa dynamique :

$$\begin{aligned} \dot{e}_i &= \dot{u}_i + \frac{2M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) - \frac{K}{T_r} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) \right. \\ &\quad \left. - \frac{M}{T_r} (\dot{i}_{rd}^2 + \dot{i}_{rq}^2) - \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rd} u_{sd} + \phi_{rq} u_{sq}) \right] \end{aligned} \quad (5.59)$$

Cependant, il faut d'abord déterminer la commande $u_i(t)$.

Il est à noter que pour résoudre le problème de poursuite en vitesse et en flux, nous devons faire converger e_τ et e_i vers zéro. Etant donné que u_{sd} et u_{sq} apparaissent dans les dynamiques de e_τ et e_i , il n'est pas possible d'utiliser chaque tension pour contrôler de façon indépendante e_τ et e_i . Toutefois, on peut utiliser l'équation (5.53) pour déterminer $\phi_{rq}u_{sd} - \phi_{rd}u_{sq}$ tel que e_τ converge vers zéro. De même, à partir de l'équation (5.59) on peut calculer $\phi_{rd}u_{sd} + \phi_{rq}u_{sq}$ tel que e_ϕ converge vers zéro. Après cela, on peut obtenir les tensions statoriques u_{sd} et u_{sq} .

Nous effectuons la synthèse de la loi de commande à partir des dynamiques en boucle ouverte (5.51), (5.53), (5.57) et (5.59). Afin de faciliter l'analyse de stabilité, nous calculons aussi les erreurs de poursuite en boucle fermée. Nous proposons d'abord la commande virtuelle τ_d , d'après la structure de l'équation (5.51), de la façon suivante :

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + \tau_L + k_\omega e_\omega \quad (5.60)$$

où k_ω est un paramètre de réglage.

En remplaçant (5.60) dans l'équation (5.51), on obtient la dynamique de l'erreur de poursuite en vitesse en boucle fermée :

$$J\dot{e}_\omega = -k_\omega e_\omega + e_\tau \quad (5.61)$$

On observe que si $e_\tau = 0$, la convergence exponentielle de l'erreur de poursuite en vitesse est assurée.

Ensuite, nous calculons la dérivée par rapport au temps de τ_d pour compléter la dynamique de e_τ . Elle est donnée par :

$$\dot{\tau}_d = J\ddot{\omega}_d + k_\omega \left[\dot{\omega}_d - \frac{pM}{JL_r} (\phi_{rd}\dot{i}_{sq} - \phi_{rq}\dot{i}_{sd}) + \frac{\tau_L}{J} \right] \quad (5.62)$$

Après substitution de (5.62) dans l'équation (5.53), on obtient :

$$\dot{e}_\tau = v_d - \frac{pM}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rq}u_{sd} - \phi_{rd}u_{sq}) \quad (5.63)$$

où

$$\begin{aligned} v_d = & \frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{k_\omega}{J} \right) (\phi_{rd}\dot{i}_{sq} - \phi_{rq}\dot{i}_{sd}) + p\omega (\phi_{rd}\dot{i}_{sd} + \phi_{rq}\dot{i}_{sq} + K(\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)) \right] \\ & + \frac{k_\omega}{J} \tau_L + J\ddot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d \end{aligned} \quad (5.64)$$

A partir de l'équation (5.63), on peut aisément calculer une commande pour forcer e_τ à converger vers zéro de la manière suivante :

$$\frac{pM}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rq} u_{sd} - \phi_{rd} u_{sq}) = v_d + k_\tau e_\tau + e_\omega \quad (5.65)$$

où k_τ est un paramètre de réglage.

En remplaçant (5.65) dans l'équation (5.63), on obtient la dynamique de l'erreur de e_τ en boucle fermée :

$$\dot{e}_\tau = -k_\tau e_\tau - e_\omega \quad (5.66)$$

Afin d'atteindre l'objectif de la poursuite de flux, nous définissons la commande virtuelle u_i , d'après la structure de la dynamique de e_ϕ , de la manière suivante :

$$u_i = \dot{\beta}_d + \frac{2}{T_r} (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) + k_\phi e_\phi \quad (5.67)$$

Remplaçons (5.67) dans l'équation (5.57), pour obtenir la dynamique de l'erreur de poursuite en flux en boucle fermée :

$$\dot{e}_\phi = -k_\phi e_\phi + e_i \quad (5.68)$$

Pour assurer que e_i converge vers zéro on calcule la commande à partir de l'équation (5.59) après avoir substitué \dot{u}_i :

$$\dot{e}_i = v_q - \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rd} u_{sd} + \phi_{rq} u_{sq}) \quad (5.69)$$

comme suit :

$$\frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} (\phi_{rd} u_{sd} + \phi_{rq} u_{sq}) = v_q + k_i e_i + e_\phi \quad (5.70)$$

où

$$\begin{aligned} v_q = & \frac{2M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{3}{T_r} - k_\phi \right) (\phi_{rd} \dot{i}_{sd} + \phi_{rq} \dot{i}_{sq}) - \left(\frac{K}{T_r} + \frac{1}{M} \left(\frac{2}{T_r} - k_\phi \right) \right) (\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2) \right. \\ & \left. - \frac{M}{T_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) - p\omega (\phi_{rd} \dot{i}_{sq} - \phi_{rq} \dot{i}_{sd}) \right] + k_\phi \dot{\beta}_d + \ddot{\beta}_d \end{aligned} \quad (5.71)$$

et k_i est un paramètre de réglage.

Ainsi la dynamique en boucle fermée de e_i est :

$$\dot{e}_i = -k_i e_i - e_\phi \quad (5.72)$$

Finalement, la loi de commande non linéaire est donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_\tau e_\tau + e_\omega \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

où

$$C = \begin{bmatrix} -pK\phi_{rq} & pK\phi_{rd} \\ 2R_r K\phi_{rd} & 2R_r K\phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

Nous supposons que la matrice C est inversible, c'est-à-dire que le flux n'est pas nul.

Cet algorithme permet d'assurer la poursuite exponentielle de la vitesse du rotor et de la norme du flux rotorique au carré en garantissant que tous les signaux internes uniformément bornés.

Considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V(t) = \frac{1}{2}(Je_\omega^2 + e_\tau^2 + e_\phi^2 + e_i^2) = \frac{1}{2}x^T \text{diag}(J, 1, 1, 1)x \quad (5.75)$$

où $x = [e_\omega, e_\tau, e_\phi, e_i]^T$ et $\text{diag}(\cdot)$ est une matrice diagonale. Etant donné que la matrice $\text{diag}(J, 1, 1, 1)$ est réelle et définie positive, nous pouvons écrire :

$$\frac{1}{2}\lambda_1 \|x\|^2 \leq V(t) \leq \frac{1}{2}\lambda_2 \|x\|^2 \quad (5.76)$$

où $\lambda_1 = \min\{J, 1\}$ et $\lambda_2 = \max\{J, 1\}$.

La dérivée de V le long de trajectoires des dynamiques des erreurs en boucle fermée (5.61), (5.66), (5.68) et (5.72) est donnée par :

$$\dot{V}(t) = -k_\omega e_\omega^2 - k_\tau e_\tau^2 - k_\phi e_\phi^2 - k_i e_i^2 = -\frac{1}{2}x^T \text{diag}(k_\omega, k_\tau, k_\phi, k_i)x \quad (5.77)$$

La matrice $\text{diag}(k_\omega, k_\tau, k_\phi, k_i)$ est aussi réelle et définie positive, nous pouvons donc trouver une borne supérieure pour $\dot{V}(t)$:

$$\dot{V}(t) \leq -\min\{k_\omega, k_\tau, k_\phi, k_i\} \|x\|^2 \quad (5.78)$$

A partir de l'équation (5.76) il est facile de voir que $\|x\|^2 \geq 2V(t)/\lambda_2$, il est ainsi possible de borner $\dot{V}(t)$ comme suit :

$$\dot{V}(t) \leq -2\mu V(t) \quad (5.79)$$

avec $\mu = \frac{\min\{k_\omega, k_\tau, k_\phi, k_i\}}{\max\{J, 1\}}$ et on peut écrire :

$$V(t) \leq V(0)e^{-2\mu t} \quad (5.80)$$

L'inégalité (5.76) permet de déterminer :

$$\frac{1}{2}\lambda_1\|x(t)\|^2 \leq V(t) \text{ et } V(0) \leq \frac{1}{2}\lambda_2\|x(0)\|^2 \quad (5.81)$$

Substituons (5.76) de façon appropriée dans (5.80) pour obtenir :

$$\frac{1}{2}\lambda_1\|x(t)\|^2 \leq \frac{1}{2}\lambda_2\|x(0)\|^2 e^{-2\mu t} \quad (5.82)$$

D'où on peut conclure la convergence exponentielle des erreurs de poursuite :

$$\|x(t)\| \leq \sqrt{\frac{\lambda_2}{\lambda_1}}\|x(0)\|e^{-\mu t} \quad (5.83)$$

La loi de commande peut être étendue pour la poursuite en position. Nous définissons d'abord l'erreur de poursuite de position :

$$e_\theta = \theta_d - \theta \quad (5.84)$$

et l'erreur de poursuite en position filtrée :

$$r = \dot{e}_\theta + \alpha e_\theta \quad (5.85)$$

On peut montrer qu'en choisissant u et τ_d dans la loi commande pour la poursuite en vitesse de la manière suivante :

$$u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_\tau e_\tau + r \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

$$\tau_d = J\ddot{\theta}_d + \tau_L + \alpha(\dot{\theta}_d - \omega) + k_\theta r \quad (5.87)$$

où v_d est modifiée comme suit :

$$v_d = \frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{\alpha + k_\theta}{J} \right) (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) + p\omega (\phi_{rd} i_{sd} + \phi_{rq} i_{sq} + K(\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2)) \right] \\ + \alpha k_\theta \omega + \frac{\alpha + k_\theta}{J} \tau_L + J\theta_d^{(3)} + (\alpha + k_\theta)\ddot{\theta}_d + \alpha k_\theta \dot{\theta}_d \quad (5.88)$$

$$(5.89)$$

une poursuite en position exponentielle pour toutes valeurs positives de α , k_θ , k_τ , k_ϕ , k_i est obtenue.

Nous soulignons que les algorithmes par "backstepping" pour le contrôle de la vitesse et de la position sont simplifiés considérablement lorsque le repère (d, q) est orienté suivant le flux rotorique.

5.4 Réglage des paramètres

La conception des correcteurs pour les différentes lois de commande n'est pas toujours aisée car les correcteurs ne présentent pas les mêmes structures et ne disposent donc pas des mêmes paramètres de réglage. Nous avons donc essayé de définir des critères de performances communs lorsque cela a été possible. Les dynamiques de régulation ont été choisies de manière à rendre comparables les résultats obtenus.

Les commandes CBP et CB ont besoin de la connaissance du couple de charge, nous avons utilisé un terme intégral pour l'estimer :

$$\dot{\hat{\tau}}_L = \gamma_{\tau_L} e \quad (5.90)$$

où $e = e_\omega = \omega_d - \omega$ pour la poursuite en vitesse, $e = e_\theta = \theta_d - \theta$ pour la poursuite en position et $\gamma_{\tau_L} > 0$.

Il est à noter que la commande CBP mise en oeuvre comporte une action intégrale sur les courants statoriques (voir équation 5.19).

Les gains des correcteurs de vitesse pour les commandes CBP, CLES et FOC ont été choisis de telle sorte que la dynamique de l'erreur de poursuite en vitesse se comporte comme un système du second ordre :

$$\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1 = 0 \quad (5.91)$$

Nous avons considéré que le temps de réponse T_{rep} du système du second ordre, à 95% de la valeur finale, est défini par $T_{rep} \approx 5\tau_0$ avec un facteur d'amortissement $\zeta = 1$. Le correcteur de vitesse de la commande CBP (5.15) utilise un filtre linéaire qui donne z où le paramètre a est l'inverse de la constante de temps du filtre. Cette constante de temps doit être petite par rapport aux dynamiques souhaitées.

Pour la commande CMG, les paramètres de réglage ont été choisis de manière à obtenir une erreur de poursuite du même ordre de grandeur que pour les commande CBP, CLES et FOC, tout en limitant le plus possible le broutement sur la commande. Nous tenons à remarquer que les paramètres k_1 et k_2 doivent être choisis de manière à ce que la quantité $\sqrt{k_1^2 + k_2^2}$ ne dépasse pas la valeur maximale du vecteur de tension statorique. Le réglage des paramètres μ_1 et μ_2 est un compromis entre la précision de la poursuite des références et le niveau de broutement sur la commande.

Pour la commande CB la sélection des gains a aussi été faite en fonction de l'ordre de grandeur de l'erreur de poursuite. Nous signalons que, comme les dynamiques des erreurs

de poursuite en boucle fermée (5.61), (5.66), (5.68) et (5.72) sont couplées, le réglage des paramètres de la loi de commande n'est pas aisé.

Dans les commandes CBP et FOC, il existe deux boucles internes de courant ramenées à des dynamiques du second ordre. Les gains des correcteurs ont été pris de façon à obtenir un temps de réponse de 2 ms. On remarque que la compensation des termes non linéaires (4.8) dans les dynamiques des courants statoriques pour la commande FOC n'a pas été utilisée ici.

Pour les commandes CLES et FOC, le temps de réponse imposé aux boucles de flux a été pris égal à 25 ms, bien que la dynamique du flux pour la commande FOC sont du second ordre et celle de la commande CLES du troisième ordre.

La dynamique de couple étant fixée, en commande FOC, par la dynamique de i_{sq} , celle de la commande CLES a été prise du même ordre de grandeur que cette dernière.

Les gains des correcteurs de position pour les commandes CBP, CLES et FOC ont été choisis de manière à ce que la dynamique de l'erreur de poursuite en position se comporte comme un système du troisième ordre :

$$(\tau_0 p + 1)(\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1) = 0 \quad (5.92)$$

Cette fois-ci, nous avons considéré que le temps de réponse T_{rep} du système de troisième ordre, à 95% de la valeur finale, est défini par $T_{rep} \approx 7\tau_0$ avec un facteur d'amortissement $\zeta = 1$. Pour régler les paramètres des commandes CMG et CB, nous avons considéré les mêmes critères que précédemment.

Les choix effectués sont récapitulés dans les tableaux 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 et 5.6.

Correcteur de courants statoriques				
T_{rep}	k_{pi}	k_{ii}		
2 ms	50	2.5		

Correcteur de vitesse				Correcteur de position				
T_{rep}	a	b	γ_{τ_L}	T_{rep}	a	b	f_p	γ_{τ_L}
300 ms	500	800	16	300 ms	500	1395	64.8	503

TAB. 5.2 – Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CBP.

Correcteur de couple			Correcteur de flux			
T_{rep}	k_{p1}	k_{i1}	T_{rep}	k_{p2}	k_{i2}	k_{d2}
5 ms	2000	76.6	25 ms	2.3×10^5	3300	840

Correcteur de vitesse			Correcteur de position			
T_{rep}	k_p	k_i	T_{rep}	k_p	k_i	k_d
300 ms	40	2	300 ms	240	5	24

TAB. 5.3 – Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CLES.

Correcteur de vitesse								Correcteur de position							
k_1	k_2	μ_1	μ_2	a_1	a_2	a_3	a_4	k_1	k_2	μ_1	μ_2	a_1	a_2	a_3	a_4
120	220	10	10	150	0	400	1	120	220	10	10	150	400	4	0

Observateur de vitesse					
ϵ	S_2	S_3	α_1	α_2	α_3
10^{-3}	30	300	6	11	6

TAB. 5.4 – Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CMG.

Correcteur de vitesse					Correcteur de position					
k_ω	k_τ	k_ϕ	k_i	$\gamma_{\tau L}$	k_θ	α	k_τ	k_ϕ	k_i	$\gamma_{\tau L}$
30	200	200	200	10	10	5	200	200	200	100

TAB. 5.5 – Paramètres de réglage de correcteurs de la commande CB.

Correcteur de courants statoriques			Correcteur de flux		
T_{rep}	$k_{pd}(k_{pq})$	$k_{id}(k_{iq})$	T_{rep}	$k_{p\phi}$	$k_{i\phi}$
2 ms	50	2.5	25 ms	15.38	0.02

Correcteur de vitesse			Correcteur de position			
T_{rep}	$k_{p\omega}$	$k_{i\omega}$	T_{rep}	$k_{p\theta}$	$k_{i\theta}$	$k_{d\theta}$
300 ms	40	2	300 ms	240	5	24

TAB. 5.6 – Paramètres de réglage de correcteurs de la commande FOC.

5.5 Comparaison de lois de commande

Dans ce paragraphe, nous allons commenter les résultats obtenus pour les différents profils de consigne du "benchmark" pour les cinq lois de commandes décrites plus haut.

Rappelons que les résultats en simulation ont été obtenus avec l'environnement de simulation développé au LGEP en langage C [66]. Les périodes d'échantillonnage ont été fixées comme suit : $76.6 \mu s$ pour les boucles de courants (égale à la période de fonctionnement de l'onduleur), $153.2 \mu s$ pour les boucles de flux, de vitesse et de position.

Nous présentons d'abord les résultats pour le premier objectif de commande du "benchmark" (figure 5.1) sur les figures 5.5 à 5.11 dont les intitulés sont rappelés ci-après :

- Vitesse et couple électromagnétique (figure 5.5),
- Norme du flux rotorique et couple électromagnétique (figure 5.6),
- Erreurs de poursuite (figure 5.7),
- Courants statoriques (figure 5.8),
- Tensions statoriques (figure 5.9),
- Norme du courant statorique et norme de la tension statorique (figure 5.10),
- Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en vitesse (figure 5.11).

La figure 5.5 montre, d'une part, la vitesse de référence filtrée et la vitesse de la machine, et d'autre part le couple électromagnétique pour les cinq lois de commandes. A la vue de ces courbes, on remarque les bonnes performances de la commande CBP dans pratiquement toute la plage de vitesse, ainsi que sa robustesse vis-à-vis de variations de la résistance rotorique. Pour les autres commandes, la poursuite en vitesse est fortement dégradée lorsque cette résistance varie, surtout à partir de $t = 8$. On remarque une erreur statique sur la vitesse pour la commande CMG; de plus le couple est très bruité. Le transitoire est assez important à partir $t = 8$ pour la commande CB. Pour les commandes CLES, CB et FOC, on constate que le couple électromagnétique, aussi bien celui de la machine que le couple estimé, est déformé lorsque la vitesse varie et la résistance rotorique est sous-estimée (intervalle [8s,9s]), ce problème est dû au fait que les commandes imposent des valeurs de tensions assez élevées et saturent l'onduleur (figures 5.9 et 5.10). Le problème est plus prononcé pour la commande CB : même après $t = 9$ où la résistance reprend sa valeur nominale, la tension fournie pour cet algorithme reste assez élevée (figure 5.9). On a vérifié que la seule manière d'éviter une augmentation excessive des tensions lors de fortes variations de la résistance rotorique pour les commandes CLES, CB et FOC

consistait à réduire la valeur de la consigne de flux.

Un autre problème relié à la saturation de tensions statoriques pour les commandes CLES et FOC est que le couple de référence délivré par les correcteurs de vitesse est très déformé (figures 5.6 et 5.7). Notons que les commandes CMG et CB ne fournissent pas de signal de couple de référence.

Au niveau des courants statoriques, on voit clairement l'influence des variations de la résistance rotorique à partir du tracé de i_{sd} pour les commandes CLES et FOC (figure 5.8). Cette courbe met aussi en évidence la qualité du contrôle pour les différentes commandes, les commandes CLES et CB donnent les moins bons résultats, car ces algorithmes utilisent les dérivées secondes de la consigne de flux. En ce qui concerne le courant i_{sq} , il est très bruité pour la commande CMG. On retrouve le même problème sur la tension u_{sq} (figure 5.9), le broutement est assez important bien que l'on ait utilisé des fonctions $sat(.)$ au lieu des fonctions $sign(.)$ dans la commande. Une solution possible pour réduire le broutement, déjà évoquée dans [23], consiste à filtrer les tensions. Cependant, on doit encore s'attendre à une certaine dégradation de la robustesse de l'algorithme.

La figure 5.10 présente la norme du vecteur de courant statorique et la norme du vecteur de tension statorique pour les cinq lois de commandes. On vérifie les problèmes déjà signalé pour les commandes CLES, CMG, CG et FOC.

La figure 5.11 montre l'intégrale de l'erreur de poursuite en vitesse pour les différentes commandes. On constate globalement, encore une fois, les bonnes performances de la commande CBP.

Etant donné l'extrême sensibilité de l'estimateur en présence d'un couple de charge, on a réalisé des essais sans couple de charge. Bien que cela ne soit pas très réaliste, les résultats nous permettent d'évaluer le comportement des algorithmes vis-à-vis uniquement des variations de la résistance rotorique. Les résultats sont donnés dans l'annexe B.

D'autres essais ont été effectués pour comparer les performances sur une plage étendue de gamme de vitesse (vitesse nominale, survitesse, inversion du sens de rotation de la vitesse, arrêt). Les performances obtenues sont comparables pour tous les algorithmes pour des variations faibles de la résistance rotorique (variations de moins de 40% par rapport à la valeur nominale). Les mêmes constatations ont été obtenues lorsque nous avons fait varier la résistance statorique, jusqu'à 50% par rapport à la valeur nominale. Ce résultat était prévisible parce que l'estimateur de flux dans le repère (d, q) ne dépend pas de cette résistance.

Nous donnons les résultats pour le deuxième objectif de commande du "benchmark" (figure 5.2) sur les figures 5.12 à 5.18 dont les intitulés sont :

- Position et couple électromagnétique (figure 5.12),
- Norme du flux rotorique et couple électromagnétique (figure 5.13),
- Erreurs de poursuite (figure 5.14),
- Courants statoriques (figure 5.15),
- Tensions statoriques (figure 5.16),
- Norme du courant statorique et norme de la tension statorique (figure 5.17),
- Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en position (figure 5.18).

De façon générale, on peut dire que les résultats de poursuite en position sont tout à fait corrects pour toutes les commandes, mis à part le problème de broutement sur les tensions pour la commande CMG. Cependant, on rappelle que, pour ces essais, on considère tous les paramètres connus exactement et invariants.

Enfin, après avoir effectué les essais comparatifs concernant les différentes techniques étudiées nous récapitulons, de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau 5.7, où un signe " + " correspond à un meilleur comportement par rapport au critère indiqué et un signe " - " indique un comportement peu satisfaisant.

Critères de comparaison	Lois de commande				
	CBP	CLES	CMG	CB	FOC
Réponse transitoire	++	-	-	---	-
Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques résistives	+++	--	-	--	-
Facilité de réglage	++	--	-	---	+
Simplicité	++	+	++	-	+

TAB. 5.7 – Tableau comparatif des lois de commande.

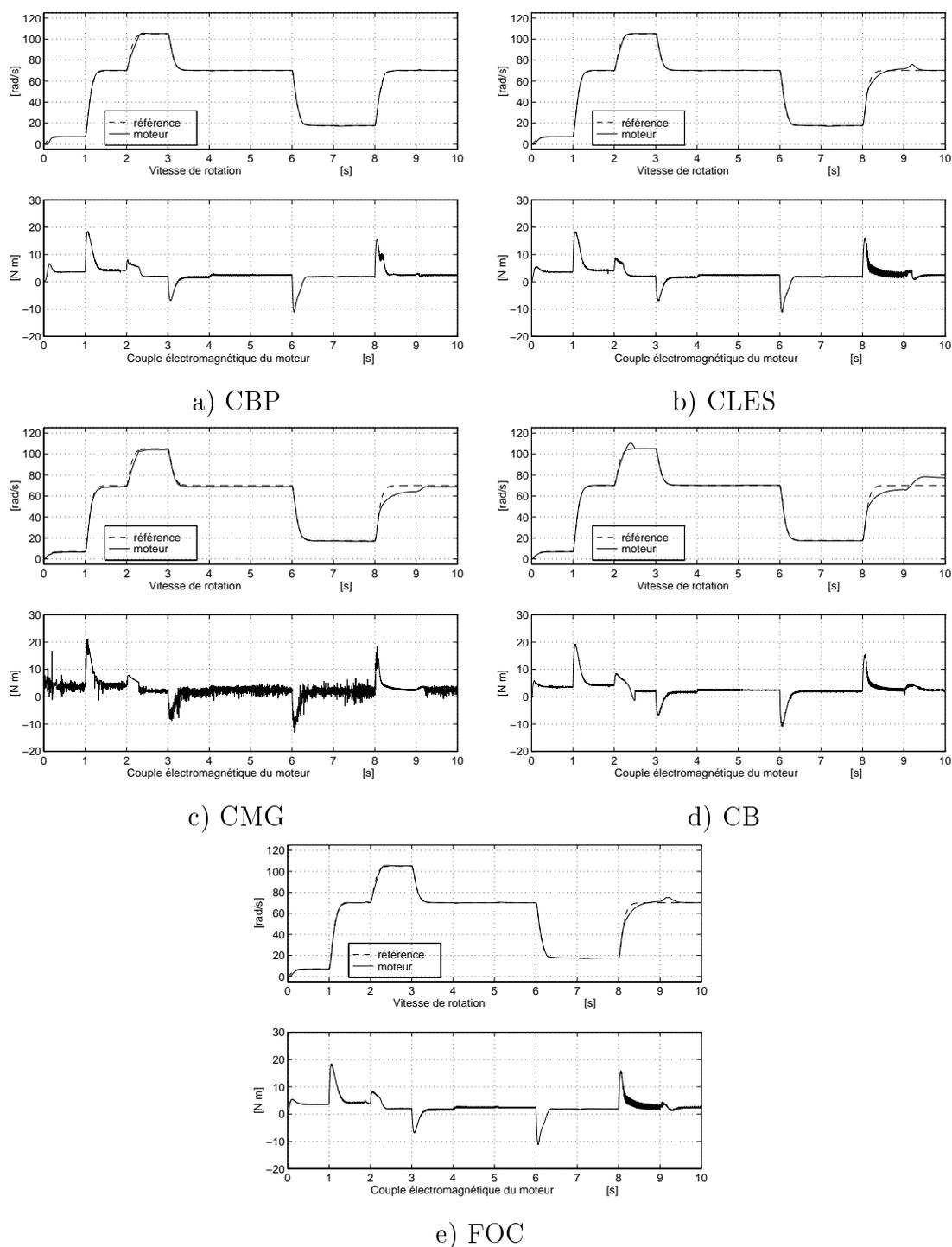


FIG. 5.5 – Vitesse et couple électromagnétique.

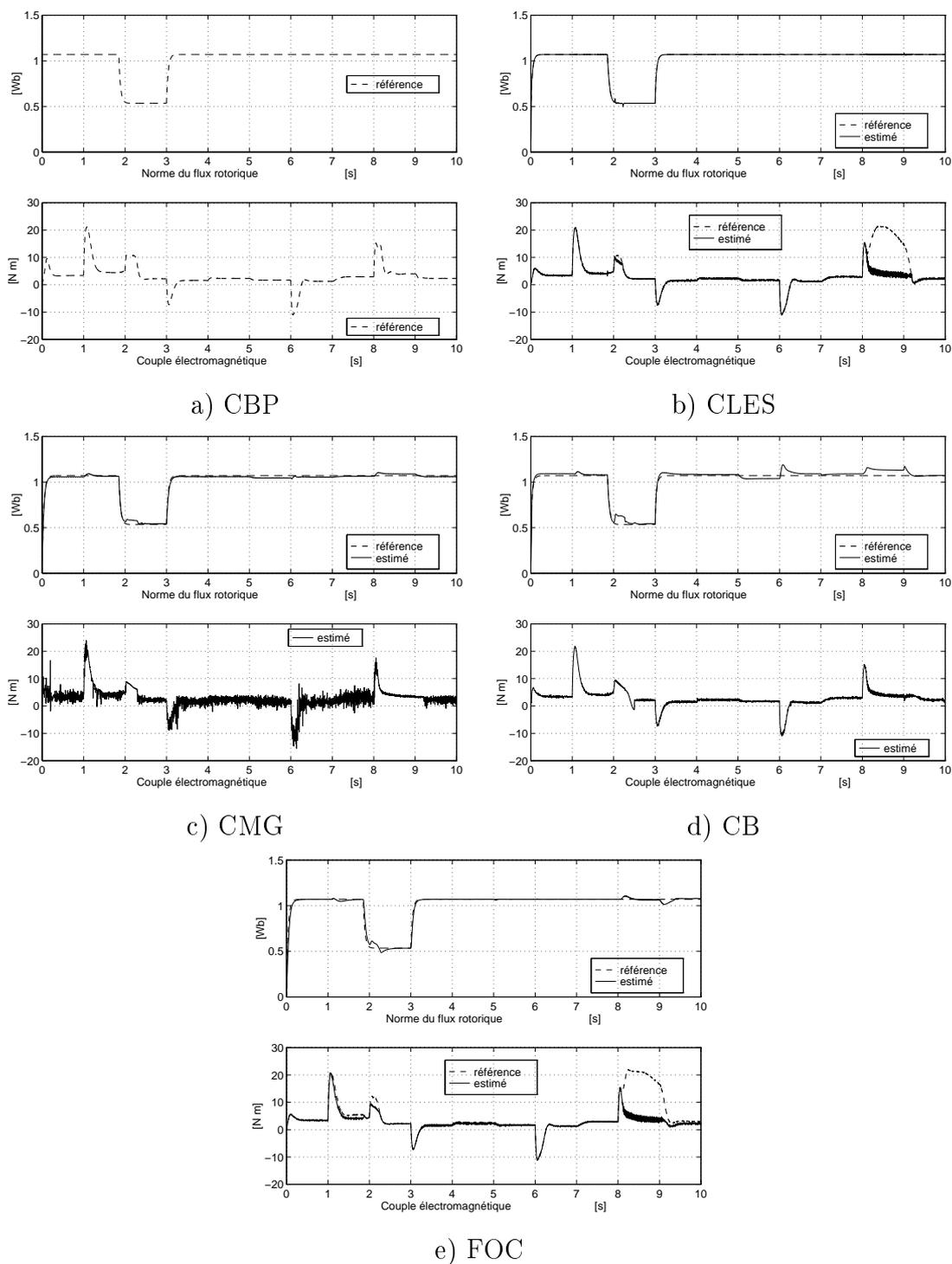
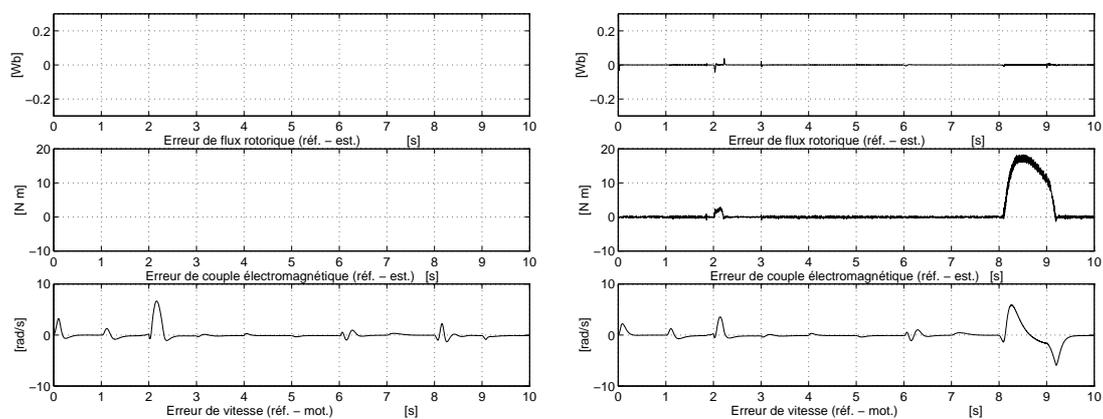
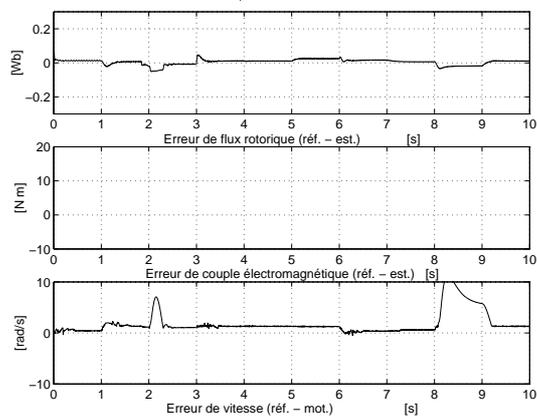


FIG. 5.6 – Norme du flux rotorique et couple électromagnétique.

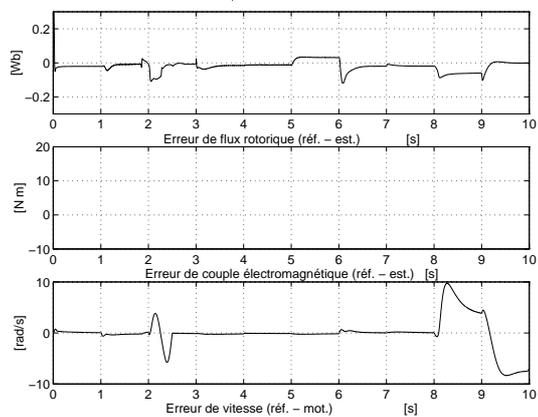


a) CBP

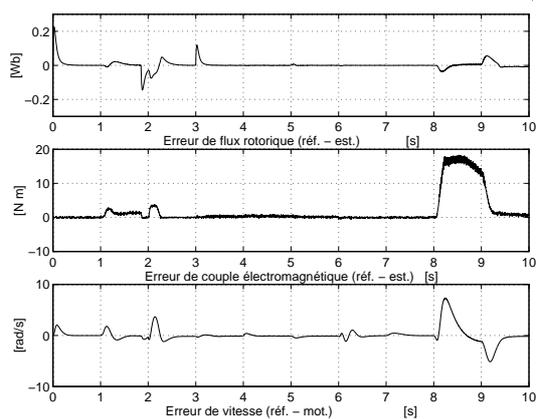
b) CLES



c) CMG



d) CB



e) FOC

FIG. 5.7 – Erreurs de poursuite.

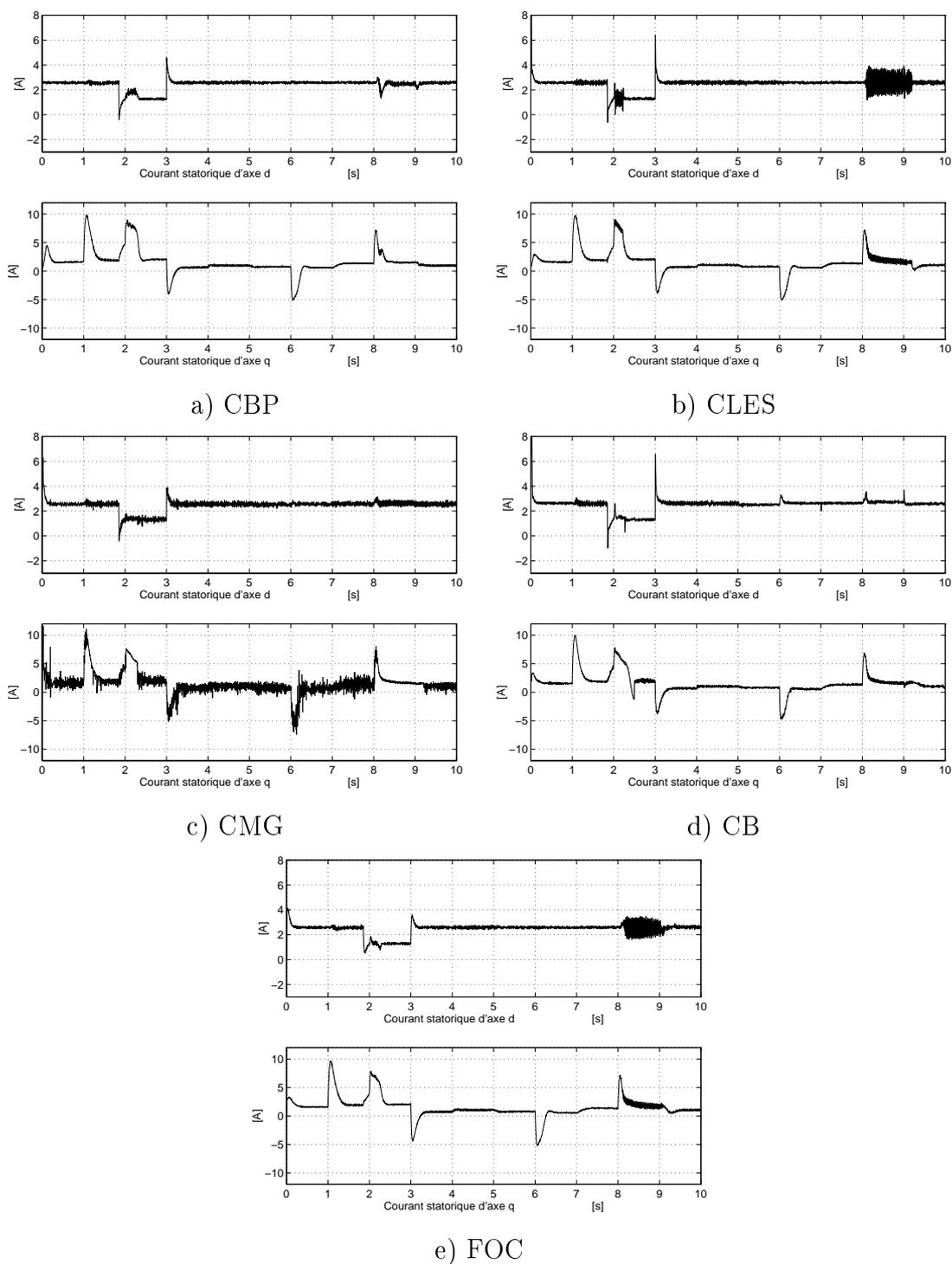


FIG. 5.8 – Courants statoriques.

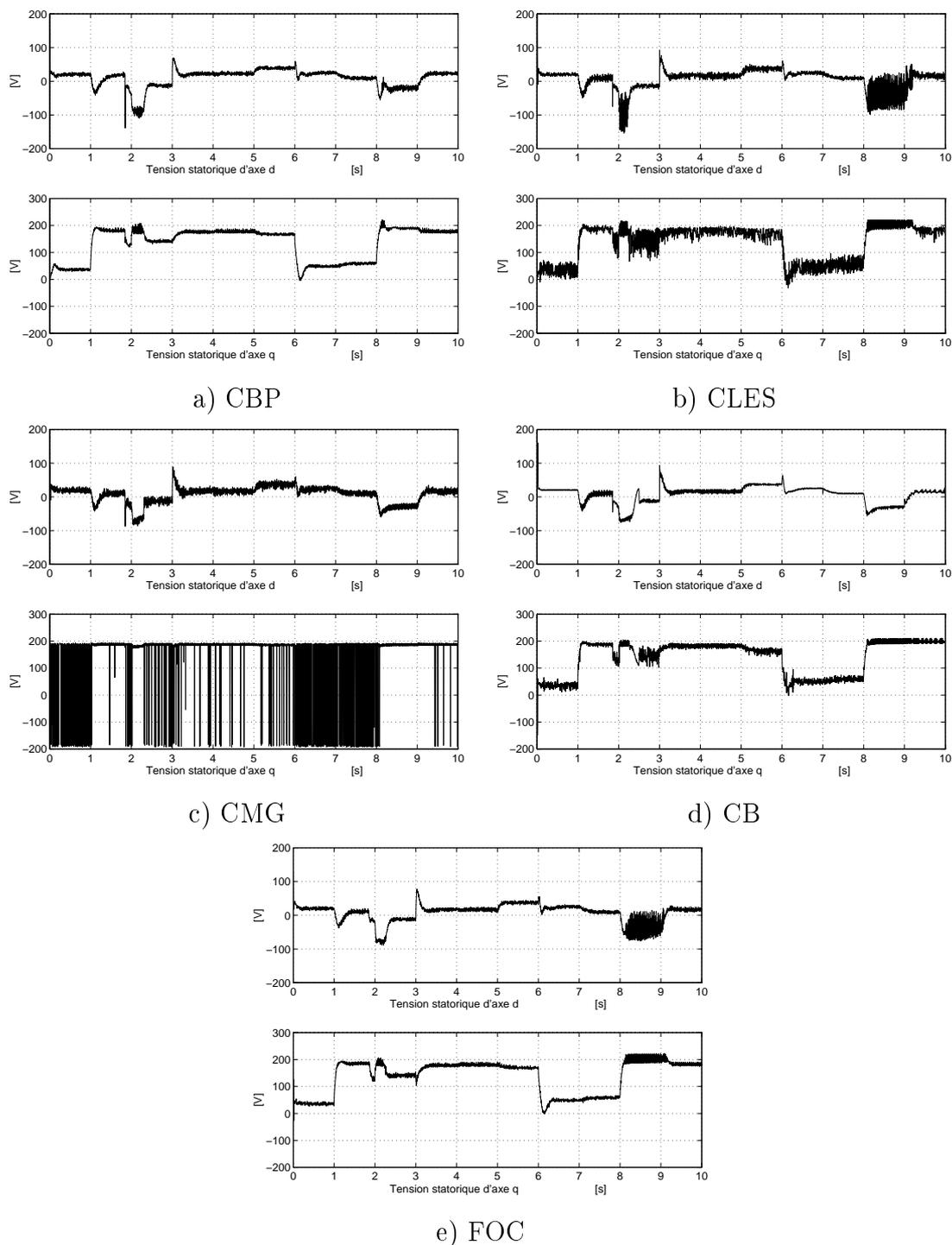


FIG. 5.9 – Tensions statoriques.

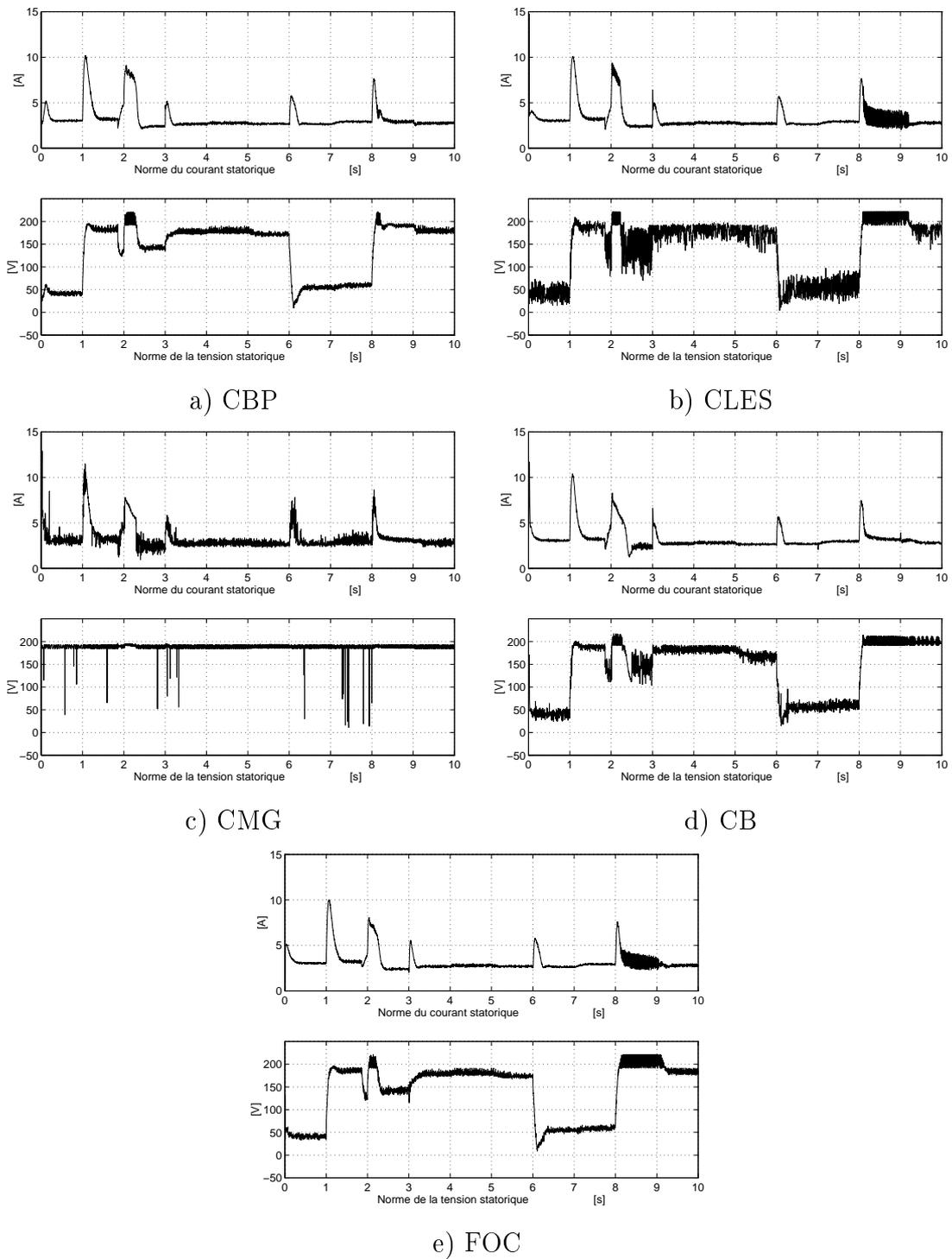
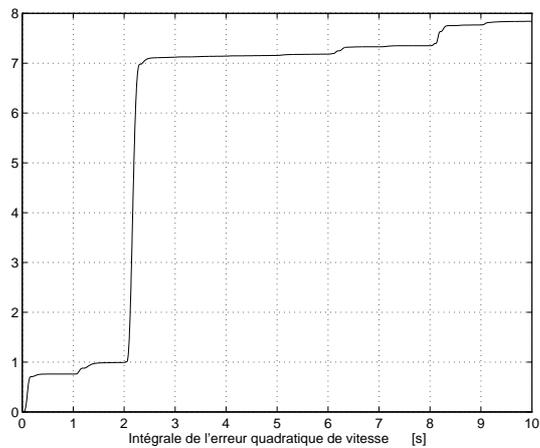
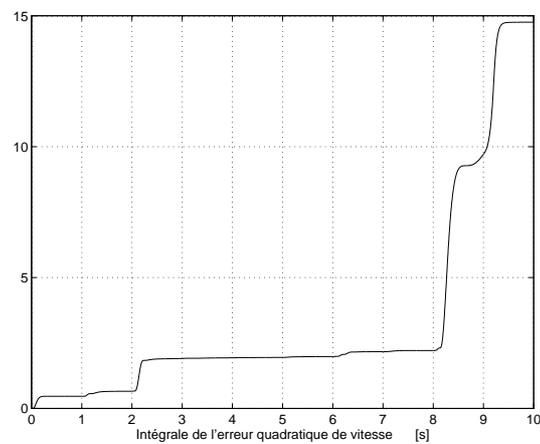


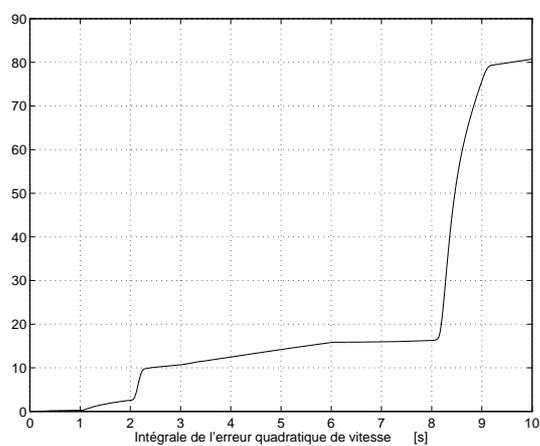
FIG. 5.10 – Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.



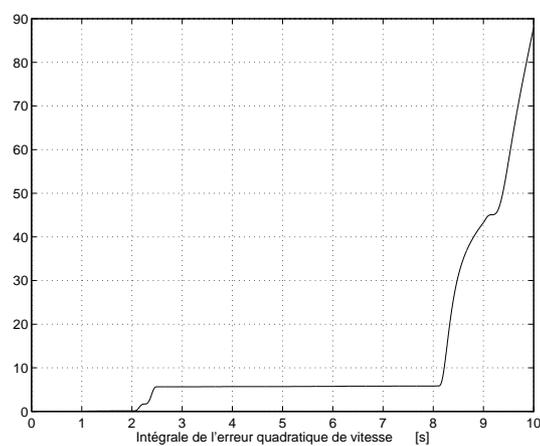
a) CBP



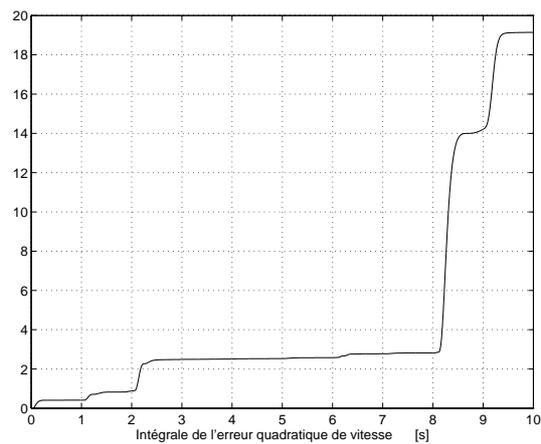
b) CLES



c) CMG



d) CB



e) FOC

FIG. 5.11 – Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en vitesse.

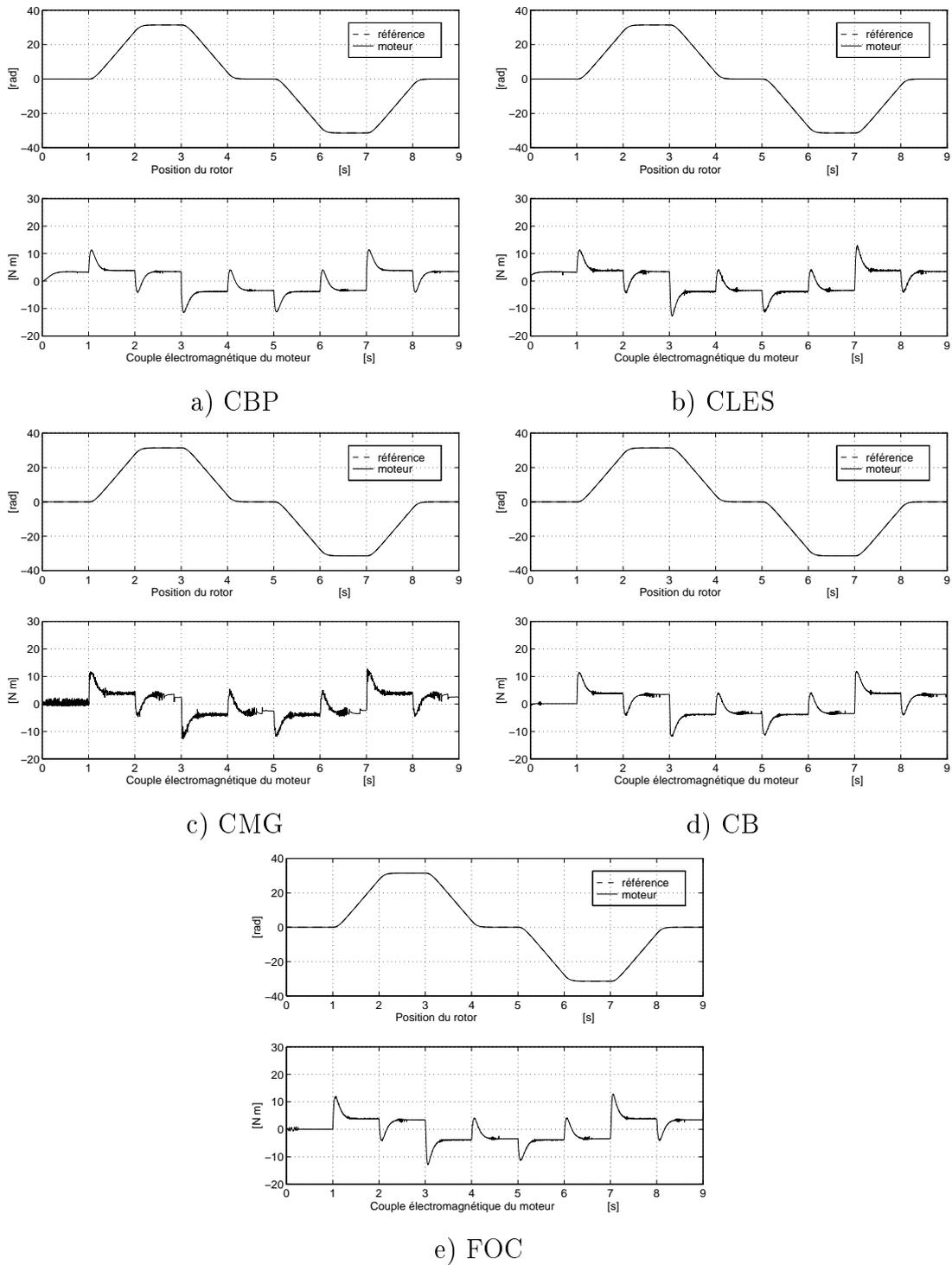


FIG. 5.12 – Position et couple électromagnétique.

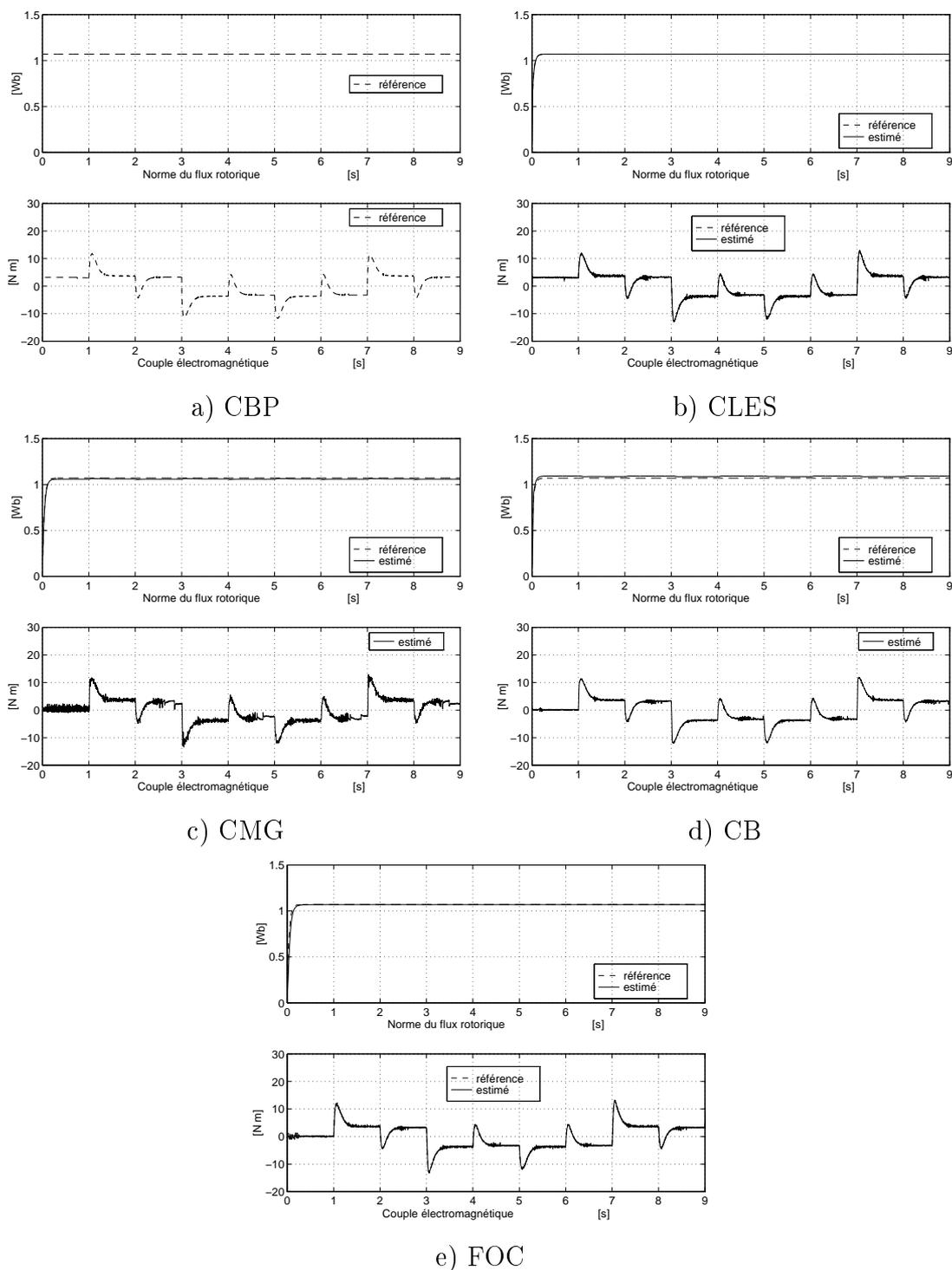


FIG. 5.13 – Norme du flux rotorique et couple électromagnétique.

5.6 Conclusion

La relative faiblesse des commandes CLES, CMG, CB et FOC réside dans la nécessité de connaître tout le vecteur d'état. De plus, ces lois de commande ne sont pas définies globalement. Néanmoins, l'utilisation d'un observateur de flux plutôt qu'un simple estimateur, bien qu'elle accroisse la complexité des algorithmes d'estimation et le temps de calcul, s'avère plus intéressante lorsqu'il s'agit d'améliorer l'estimation vis-à-vis des variations paramétriques, notamment du type résistif.

On a constaté les bonnes performances de la commande CBP par rapport aux autres algorithmes surtout parce qu'elle peut s'affranchir de l'estimateur de flux. C'est un de ses atouts.

Afin de comparer plus en avant les performances de la commande CBP par rapport aux autres algorithmes présentés ici, on pourrait remplacer la CBP à boucles imbriquées par l'algorithme CBP avec modélisation de l'énergie totale et utiliser un observateur de flux réglé de manière identique dans les cinq algorithmes.

Les résultats présentés en simulation permettent de mettre en évidence les capacités de poursuite de vitesse et de position des algorithmes, qui correspondent aux grandes lignes en non linéaire, pour différents régimes : basse vitesse, vitesse nominale, survitesse, avec ou sans couple de charge et en présence de variations de la résistance rotorique.

Nous avons présenté des simulations réalistes à l'aide du logiciel développé au LGEP qui nous donne une appréciation du comportement du système commandé proche de la réalité avant de mettre en oeuvre les lois de commande sur le banc d'essai. Le pas suivant consiste à la mise en oeuvre des algorithmes sur la plate-forme du LGEP, tout en prenant soin de respecter les contraintes imposées par le banc. Cette étape menée après la rédaction de la thèse, a fait l'objet d'une communication soumise à un congrès. Elle est jointe en annexe C.

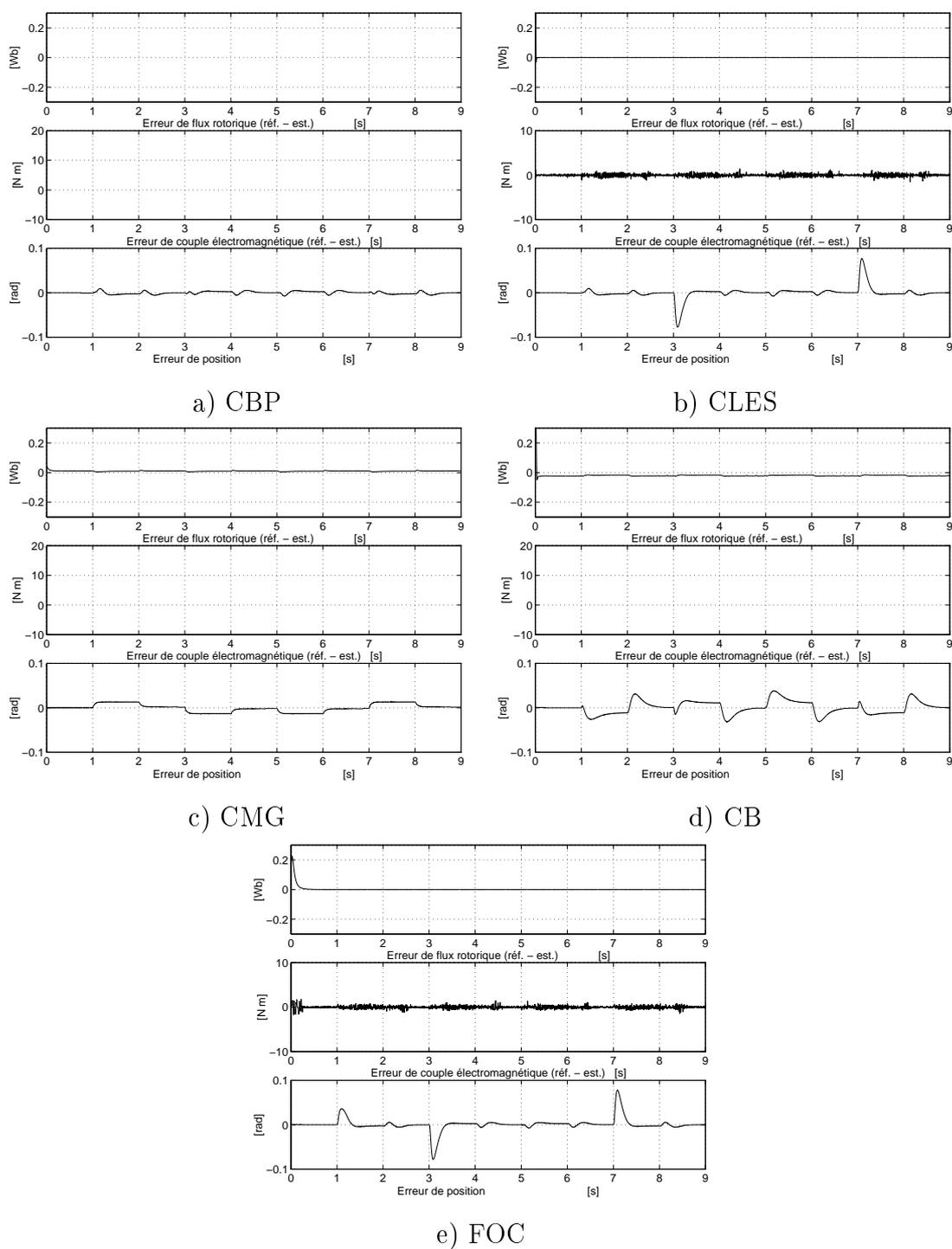


FIG. 5.14 – Erreurs de poursuite.

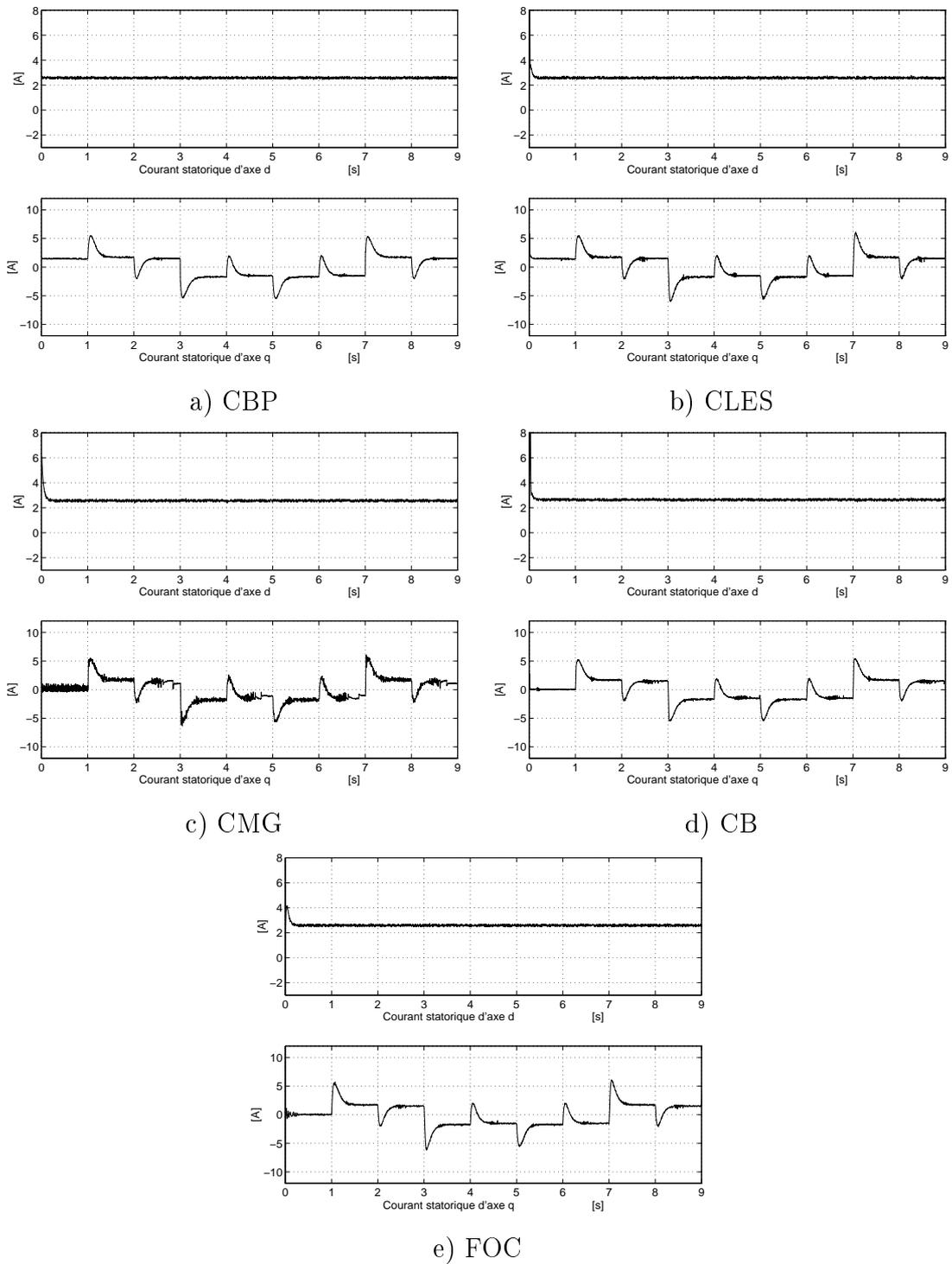


FIG. 5.15 – Courants statoriques.

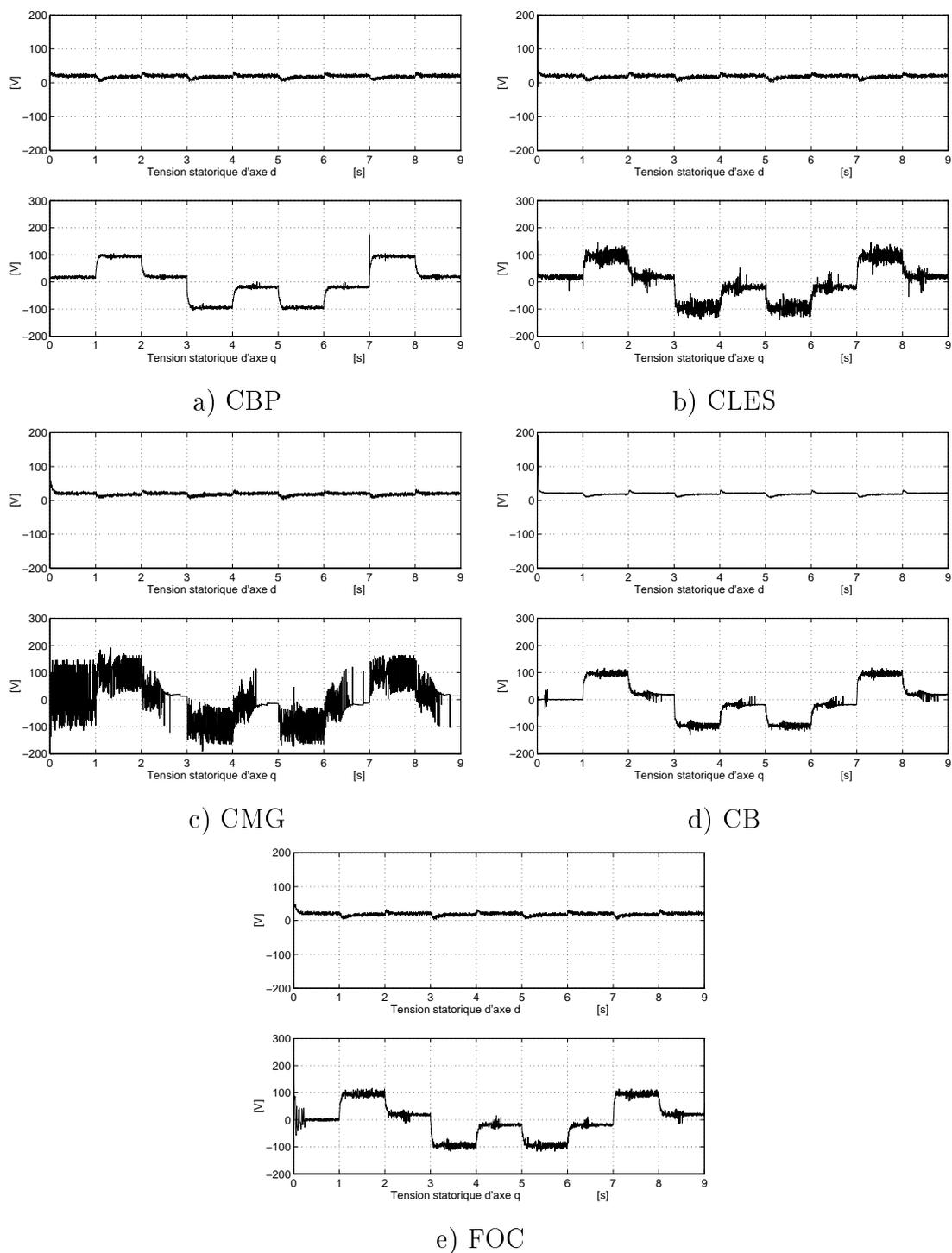


FIG. 5.16 – Tensions statoriques.

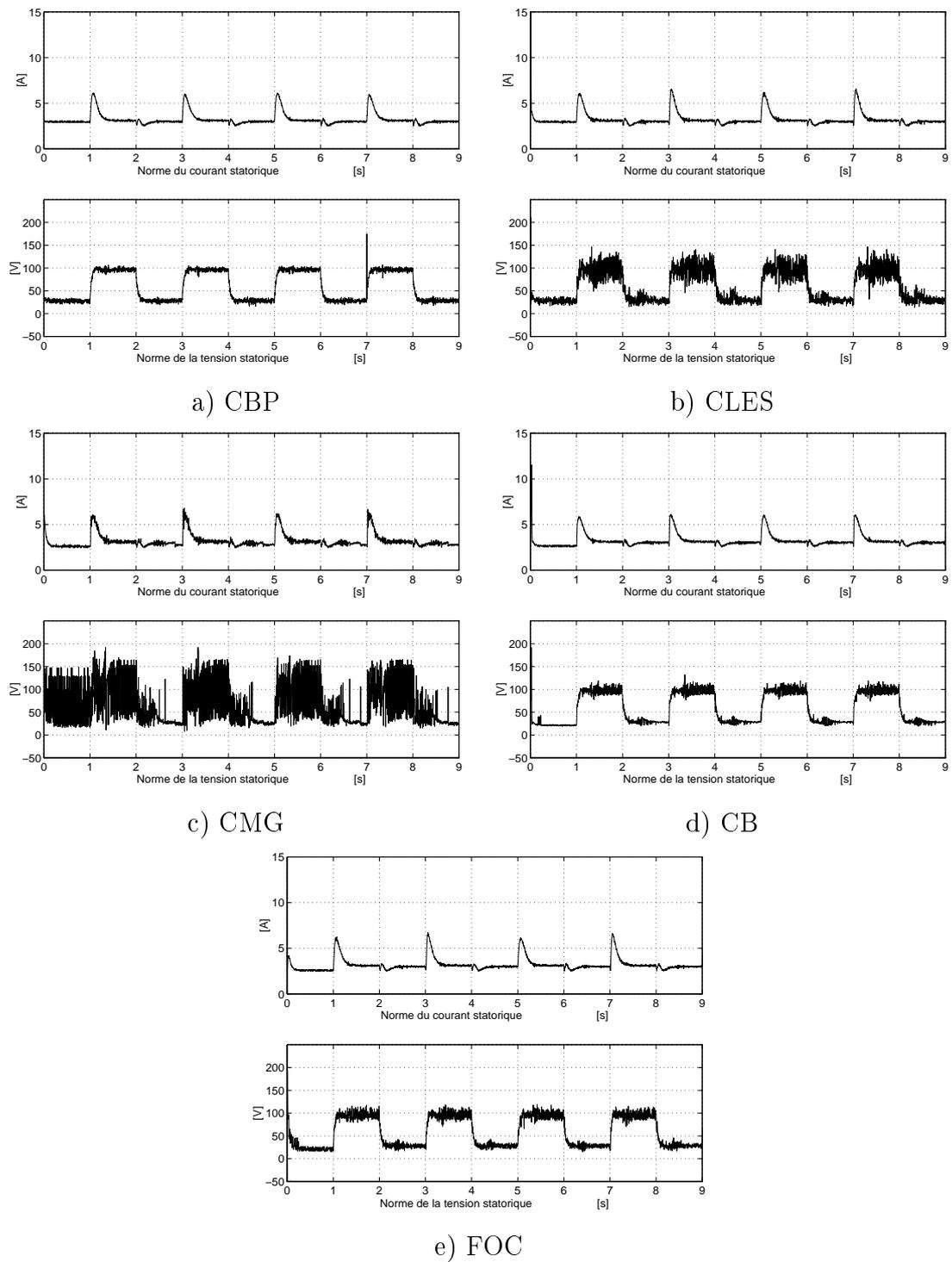
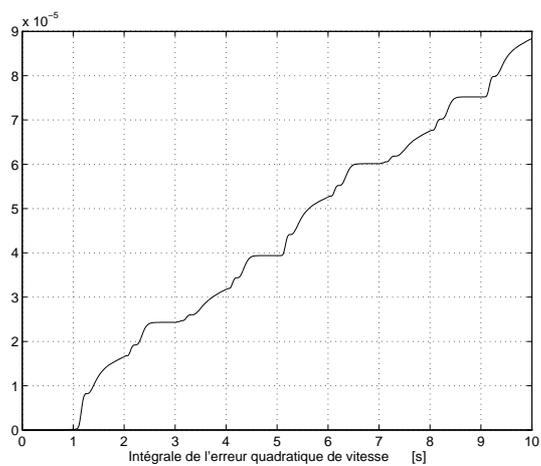
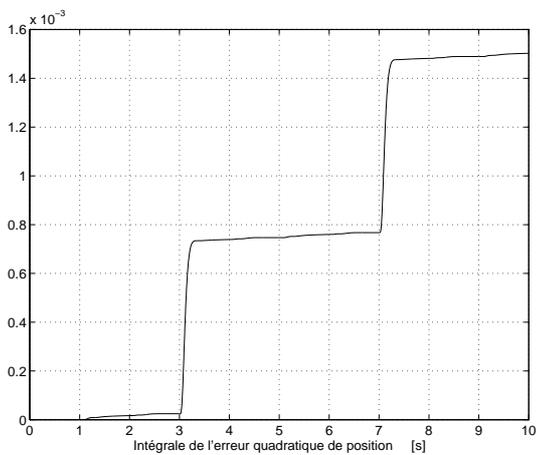


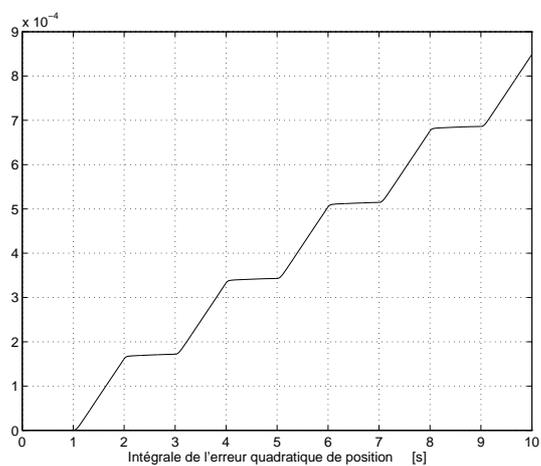
FIG. 5.17 – Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.



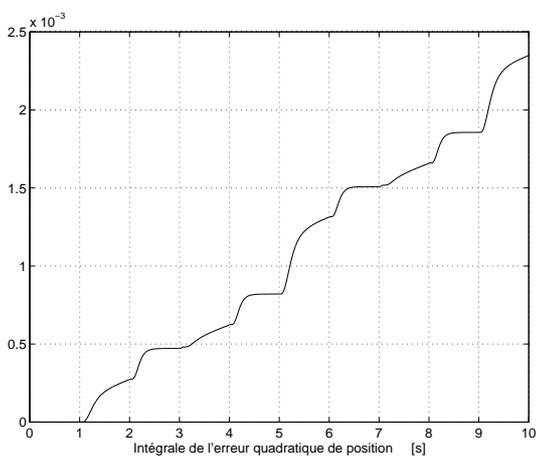
a) CBP



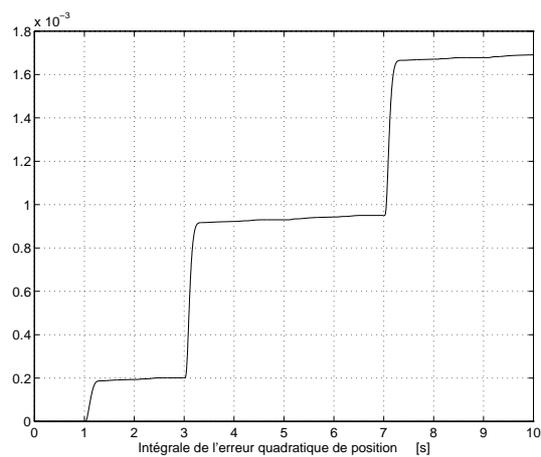
b) CLES



c) CMG



d) CB



e) FOC

FIG. 5.18 – Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en position.

Chapitre 6

Résultats expérimentaux sur le banc d'essai du LAG

6.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente la mise en oeuvre des algorithmes d'observation et de commande décrits dans les chapitres 3 et 4 ; l'objectif est de comparer les différents observateurs et lois de commande dans des conditions d'expérimentation réelles voisines et significatives. Ce chapitre sera organisé comme suit : la plate-forme expérimentale du Laboratoire d'Automatique de Grenoble est d'abord présentée. Puis, on détaille les différentes étapes de la mise en oeuvre des lois de commandes sur le banc. Ensuite, on donne les résultats de la comparaison expérimentale d'observateurs étudiés dans le cadre d'une commande vectorielle directe. Enfin, on présente les résultats de la mise en oeuvre de lois commande par modes glissants.

6.2 Plate-forme expérimentale

Le Laboratoire d'Automatique de Grenoble dispose depuis 1996 d'un banc d'essai semi-industriel "Machine Asynchrone" [10, 17] financé en partie sur fonds propres, en partie grâce à des subventions dans le cadre du MENRT, du CNRS, et de la fédération ELESA CNRS-INPG, fédération de recherche pluridisciplinaire. Il permet l'étude de multiples lois de commande et d'observation grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur l'ensemble Matlab/Simulink/dSPACE. Ce banc d'essai est destiné au test d'algorithmes

de commande dédiés aux machines asynchrones de forte puissance.

La structure électromécanique du banc expérimental est constituée par :

- Une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil de 7.5 kW , choisie pour sa capacité à simuler des machines de taille plus importante jusqu'à une puissance de l'ordre de 50 kW . Les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans le tableau 6.1.
- Un onduleur triphasé d'une puissance de 35 kVA de technologie bipolaire qui fournit une modulation vectorielle (MLI) de 1024 Hz . Le rapport de modulation entre la fréquence de MLI et la fréquence des fondamentaux des signaux générés sur la machine (50 Hz) est de l'ordre de 20.
- Une machine à courant continu d'une puissance de 7.5 kW servant de charge variable.
- Un variateur 4 quadrants à circulation de courant à thyristors permettant des changements de signe rapides du couple de charge appliqué.
- Un codeur optique incrémental de résolution de 2000 points/tour.
- Un couplemètre à grande bande passante intercalé entre les deux machines.

L'algorithme de commande est implanté sur une carte DSP TMS320C30. La liaison avec le convertisseur triphasé est réalisée par une carte spécialisée Alcatel qui, à partir des tensions de référence, génère les signaux de commutation appliqués aux transistors. La fréquence de MLI et la fréquence de discrétisation de l'algorithme sont identiques et fixées à 1024 Hz .

Les grandeurs disponibles sont :

- Deux courants statoriques mesurés par deux capteurs à effet Hall.
- Trois tensions statoriques mesurées par trois capteurs de tension.
- Position et vitesse angulaires de la machine asynchrone.
- Couples mécanique et électromagnétique.
- Deux flux rotoriques issus de deux tensions mesurées par des spires placées dans l'entrefer et qui permettent la reconstruction des flux par intégration.

La partie logicielle, hors le calcul, s'appuie sur l'ensemble Matlab/Simulink/dSPACE ; ceci permet une implantation aisée de lois de commande complexes sous la forme de schémas blocs ou de programmes en langage C.

La visualisation des signaux et la modification des paramètres en ligne sont assurées par les logiciels TRACE et COCKPIT, disponibles avec le système dSPACE (figure 6.1).

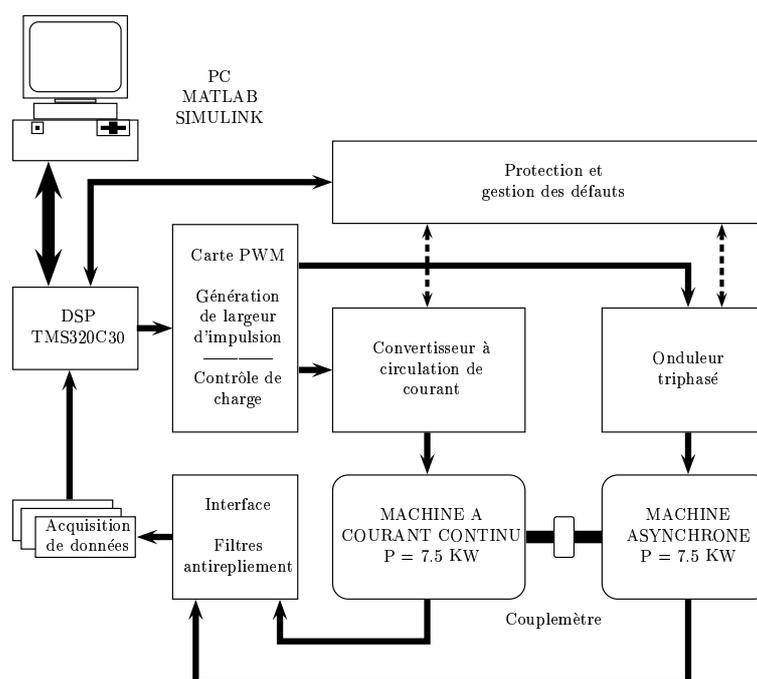


FIG. 6.1 – Banc d'essai. Schéma général.

6.3 Protocole expérimental

Des protocoles expérimentaux (profils de flux, de vitesse, de couple) ont été conçus afin de tester les lois de commande selon des contraintes variées sur le banc et qui soient susceptibles de représenter des conditions réelles de fonctionnement [4].

Parmi les profils utilisés, nous présentons le protocole en vitesse variable donné par la figure 6.2.

Ce protocole est destiné à évaluer le comportement des algorithmes de commande en régime de vitesse variable avec inversion du sens de rotation. Dans ce protocole, la consigne de flux est constante. La consigne de vitesse présente les caractéristiques suivantes : montée en rampe à vide jusqu'à la vitesse nominale, inversion du sens de rotation et retour à basse vitesse jusqu'à l'arrêt. La fin du cycle est donc caractérisée par un régime de basse vitesse, domaine de fonctionnement dans lequel les faibles tensions mises en jeu rendent le procédé très vulnérable à certaines perturbations. En ce qui concerne le régime de couple, le couple de charge est appliqué à haute et basse vitesses en charge classique et en récupération d'énergie.

Puissance nominale	P_N	7.5	kW
Vitesse nominale	ω_N	1450	tr/min
Tension nominale	u_{sN}	380	V
Courant nominal	i_{sN}	16	A
Flux nominal	ϕ_{rN}	1	Wb
Couple nominal	τ_N	45	Nm
Facteur de puissance	$\cos \varphi$	0.83	
Résistance statorique	R_s	0.63	Ω
Résistance rotorique	R_r	0.40	Ω
Inductance mutuelle	M	0.091	H
Inductance statorique	L_s	0.097	H
Inductance rotorique	L_r	0.091	H
Coefficient de fuites totales	σ	0.068	
Inertie de l'ensemble tournant	J	0.22	kgm^2
Frottement visqueux	f	0.001	Ns/rad
Nombre de paire de pôles	p	2	

TAB. 6.1 – Paramètres de la machine du LAG.

6.4 Mise en oeuvre des algorithmes

Dans cette partie, on détaille les aspects qui doivent être considérés lors de la mise en oeuvre des lois de commande sur le banc d'essai, notamment, la prise en compte des retards et la discrétisation des algorithmes. En outre, la fréquence de MLI utilisée actuellement limite le temps d'exécution total du programme implanté sur le DSP à environ $800 \mu s$; toutefois, pour les algorithmes mis en oeuvre, le temps de calcul n'a pas été critique.

6.4.1 Prise en compte des retards

Les retards présents dans le banc d'essai sont de plusieurs types :

- Retard statistique dû à l'onduleur qui est en moyenne équivalent à une demi-période d'échantillonnage.
- Retard dû au temps de calcul. Il est théoriquement équivalent à une période d'échantillonnage.

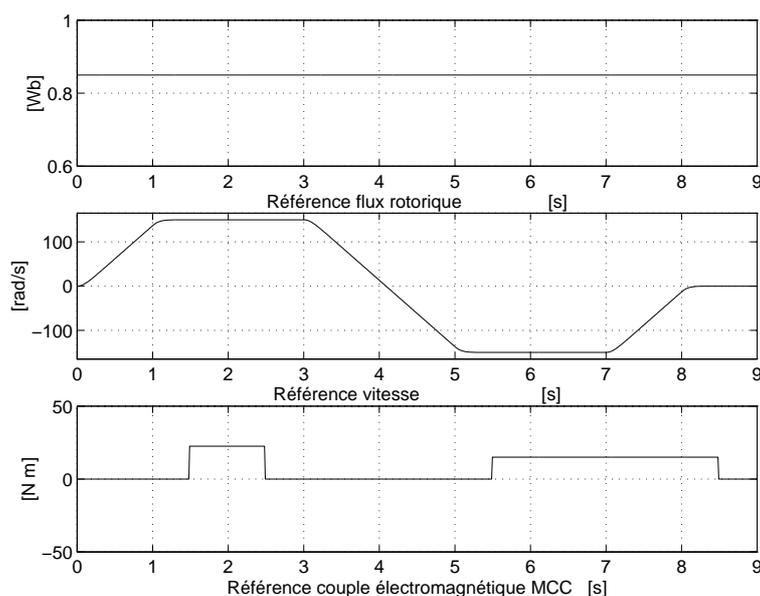


FIG. 6.2 – Profils de consigne.

- Retard de phase dû aux filtres anti-repliement. Ce retard devient critique à grande vitesse où les pulsations des signaux sont non négligeables. Les filtres utilisés sont de type Butterworth du cinquième ordre.

Ces différents éléments peuvent être pris en compte au moment de la simulation dans le schéma de commande.

6.4.2 Discrétisation des algorithmes

La discrétisation des lois de commande est une étape critique. Notamment pour les machines de forte puissance, l'utilisation de périodes d'échantillonnage importantes provient non pas des performances des calculateurs actuels, mais des limites en fréquence de commutation des onduleurs qui alimentent les machines.

Par ailleurs, il n'est pas possible de discrétiser exactement les procédés. Pour la mise en oeuvre des correcteurs monovariables, on a utilisé une discrétisation classique de type bilinéaire qui donne une précision suffisante. Par contre, les observateurs non linéaires sont des systèmes complexes à dynamique variable pour lesquels la discrétisation est un problème non trivial

Lorsque l'on suppose la vitesse constante (ou en pratique lentement variable) par rapport aux modes électriques, le modèle Park s'avère être linéaire. Ceci facilite grandement

la conception des observateurs de flux et leur discrétisation en vue d'une implantation en temps réel. Dans le cas d'une machine asynchrone de suffisamment forte puissance, la linéarité du modèle est vérifiée.

Si le modèle continu est donné par :

$$\dot{x} = A(\omega)x + Bu \quad (6.1)$$

Le modèle discret est :

$$x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \quad (6.2)$$

où

$$\begin{aligned} A_k &= e^{A(\omega)T_e} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n(\omega) T_e^n}{n!} \\ B_k &= \int_0^{T_e} e^{A(\omega)\tau} B d\tau = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n(\omega) T_e^{n+1}}{(n+1)!} B \end{aligned} \quad (6.3)$$

et T_e est la période d'échantillonnage.

On remarque que la précision du modèle obtenu est fonction de l'ordre de la discrétisation utilisé. De plus, une période d'échantillonnage importante nécessite un grand nombre de termes.

En revanche, cette méthode de discrétisation n'est pas applicable aux observateurs par modes glissants à cause de la présence de gains non linéaires. Pour cela, on propose une méthode de discrétisation approchée basée sur les travaux de [68] (voir annexe A). Cependant pour appliquer la méthode, il faut remplacer la fonction $sign(\cdot)$ dans (3.13) par une fonction dérivable, par exemple par la fonction $\frac{2}{\pi} \arctan(\cdot)$. Cette modification de la fonction de commutation permet aussi de réduire le problème de broutement associé à ce type d'observateurs.

On présente ici l'influence de l'ordre de la discrétisation de l'observateur par modes glissants sur la précision des estimations de flux et courant fournies. Des essais en simulation ont été réalisés avec les caractéristiques de la machine asynchrone du banc à partir des profils de consigne présentés à la figure 6.3 où un couple de charge est appliqué à vitesse nominale. La fréquence de discrétisation est fixée à 1024 Hz. On a comparé la précision obtenue de l'observateur discrétisé aux ordres 1, 2 et 3. La figure 6.4 montre d'une part la référence du flux (trait continu) et le flux estimé (trait discontinu) et d'autre part le courant mesuré (trait continu) et le courant estimé (trait discontinu). On constate

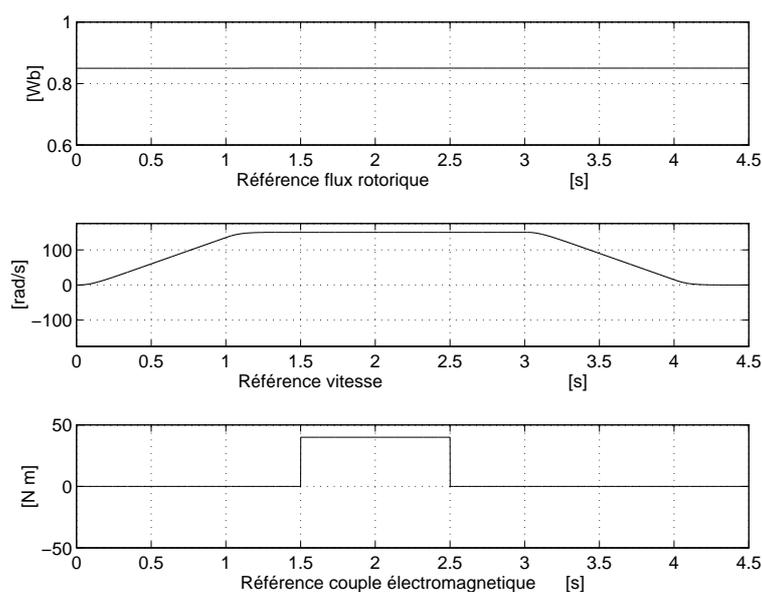
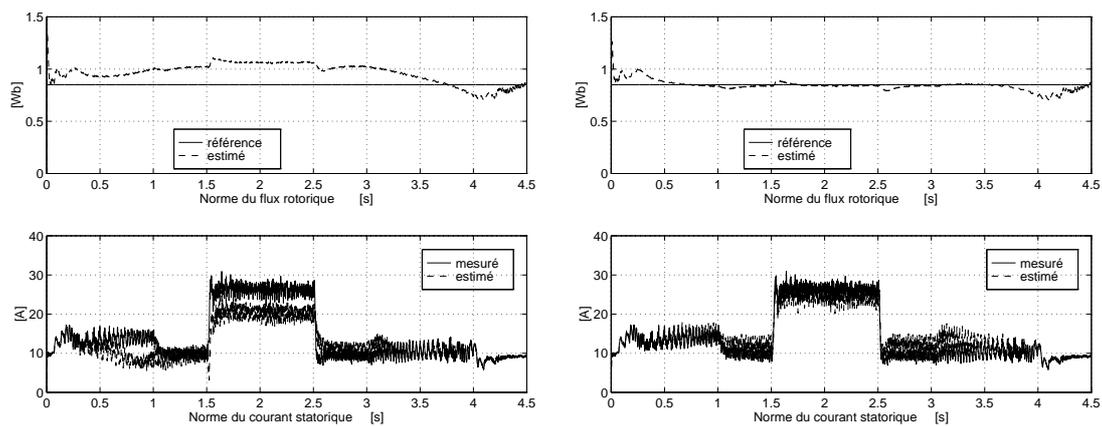


FIG. 6.3 – Profils de consigne pour le test des observateurs.

que la précision des grandeurs estimées de l'observateur par modes glissants discrétisé à l'ordre 3 est satisfaisante, on a donc retenu ce modèle pour les essais expérimentaux [2, 32]. Compte tenu de la période d'échantillonnage utilisée, il nous a été possible de discrétiser l'observateur (3.31) à l'ordre 4.

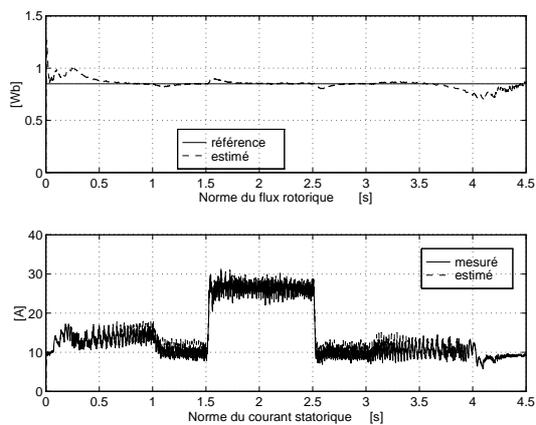
6.5 Comparaison expérimentale d'observateurs

Dans cette partie, on s'intéresse à déterminer l'apport des observateurs par modes glissants (3.13) et à grand gain type cascade (3.31)-(3.32), que nous référencerons dans la suite sous MG et C, en boucle fermée avec une commande vectorielle directe (FOC). Ce schéma permet d'examiner les caractéristiques respectives des observateurs. Pour faire une comparaison plus accomplie, on considère aussi le cas de la commande vectorielle avec l'estimateur en boucle ouverte (4.15). En ce qui concerne l'observateur C, on n'utilisera que les estimées des grandeurs électriques pour les essais de cette partie.



(ordre 1)

(ordre 2)



(ordre 3)

Flux rotorique et courant statorique

FIG. 6.4 – Discrétisation de l'observateur par modes glissants.

On rappelle les équations de l'observateur de flux par modes glissants :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{s\alpha} &= -\gamma\dot{i}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} + p\omega K\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\alpha} + \Lambda_1 I_S \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} &= -\gamma\dot{i}_{s\beta} - p\omega K\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{K}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{s\beta} + \Lambda_2 I_S \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r}\dot{i}_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - p\omega\hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_3 I_S \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} &= \frac{M}{T_r}\dot{i}_{s\beta} + p\omega\hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \Lambda_4 I_S\end{aligned}$$

où

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \Lambda_1 \\ \Lambda_2 \end{bmatrix} &= N^{-1}\Delta, \quad \Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Lambda_3 \\ \Lambda_4 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\omega\delta_2 \\ p\omega\delta_1 & (q_2 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix}.\end{aligned}$$

Le vecteur I_S est donné par

$$I_S = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix}$$

et les surfaces de glissement sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}S &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = N \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \\ N &= \frac{1}{D} \begin{bmatrix} \frac{K}{T_r} & -p\omega K \\ p\omega K & \frac{K}{T_r} \end{bmatrix}, \quad D = \frac{K^2}{T_r^2} + p^2\omega^2 K^2.\end{aligned}$$

Les équations de l'observateur en cascade sont :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= \begin{bmatrix} \mathcal{O}_2 & KN \\ \mathcal{O}_2 & \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} \hat{x}_1 + \begin{bmatrix} -\gamma\mathcal{I}_2 & \mathcal{O}_2 \\ \frac{M}{T_r}\mathcal{I}_2 & \mathcal{N} \end{bmatrix} \hat{x}_1 + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}\mathcal{I}_2 \\ \mathcal{O}_2 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} \theta_1 k_1 \mathcal{I}_2 & 0 \\ \frac{\theta_1^2 k_2}{K} \mathcal{N}^{-1} & 0 \end{bmatrix} (\hat{x}_1 - x_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \hat{x}_2 + \begin{bmatrix} \hat{\phi} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \theta_2 l_1 & 0 \\ -J\theta_2^2 l_2 & 0 \end{bmatrix} (\hat{x}_2 - x_2)\end{aligned}$$

où $\hat{x}_1 = [\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}, \hat{\phi}_{r\alpha}, \hat{\phi}_{r\beta}]^T$, $\hat{x}_2 = [\hat{\omega}, \hat{\tau}_L]^T$, $\hat{\phi} = \frac{pM}{JL_r}(\hat{\phi}_{r\alpha}i_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{f}{J}\omega$, \mathcal{I}_2 est la matrice identité 2×2 , \mathcal{O}_2 est la matrice nulle 2×2 et $\mathcal{N} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$.

Les gains des observateurs ont été pris égaux à $q_1 = q_2 = 50$ et $\delta_1 = \delta_2 = 1000$ pour MG et $\theta_1 = 4.5$, $k_1 = 0.7$, $k_2 = 0.12$, $\theta_2 = 3$, $l_1 = 11$ et $l_2 = 30$ pour C. Ces choix permettent

d'obtenir des temps de réponse de l'erreur d'estimation du flux rotorique comparables pour les deux observateurs. Les paramètres des correcteurs de la commande vectorielle sont les mêmes pour les trois cas : $k_{id} = 22500$, $k_{pd} = 300$, $k_{iq} = 22500$, $k_{pq} = 300$, $k_{i\phi} = 100$, $k_{p\phi} = 20$, $k_{i\omega} = 100$, $k_{p\omega} = 20$.

Les profils de consigne utilisés pour tester l'algorithme de commande sont donnés par la figure 6.2. Pour la poursuite, on a fixé comme trajectoire admissible pour la vitesse des rampes de $\pm 200 \text{ rad/s}$ max. Afin d'obtenir des profils de consigne de vitesse et flux dérivables, on a appliqué aux consignes ω^* et ϕ_r^* des filtres linéaires du second ordre de constante de temps égale à 50 ms et de facteur d'amortissement 1.

La figure 6.5 montre la poursuite de vitesse et le couple électromagnétique estimé, pour la commande vectorielle avec les observateurs MG et C et l'estimateur. Cette poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes malgré l'application de couples de charge, dans les trois cas, grâce au correcteur de vitesse. La figure 6.6 montre la poursuite en flux et en couple électromagnétique; les résultats sont donnés par rapport aux estimées des grandeurs. Toutefois les capteurs de flux fournissent une valeur fiable de la mesure de flux et de la mesure de couple électromagnétique à vitesse nominale et l'on peut obtenir des indications du comportement réel des algorithmes (figure 6.9). Revenant à la figure 6.6, on remarque un certain broutement sur le flux fourni par l'observateur MG. On note aussi un couplage entre le flux et le couple pour la commande avec l'estimateur, cela donne comme résultat que l'atténuation de l'erreur de poursuite de vitesse n'est pas exponentielle. En effet, la figure 6.9c montre que l'estimation du flux est fortement dégradée, l'erreur de poursuite réelle est très différente de l'erreur entre la référence et l'estimée.

Les erreurs de poursuite sont données par la figure 6.7, on constate que les résultats sont assez semblables pour les algorithmes avec observateur.

La figure 6.8 présente les grandeurs électriques, d'une part la norme du courant statorique et d'autre part la norme de la tension statorique. On note que le meilleur contrôle est réalisé par l'algorithme avec l'observateur MG car il ne fait apparaître aucun pic de courant. En outre, les problèmes de couplage pour la commande avec estimateur dégradent le contrôle des grandeurs électriques, cet algorithme impose une tension qui peut atteindre 350 V contre 300 V environ pour le cas où on utilise un observateur.

La figure 6.10 donne une indication des erreurs réelles d'estimation commises sur les flux et les courants. On remarque la très bonne estimation du courant par l'observateur MG, en revanche l'estimation du courant fournie par l'observateur C est dégradée pendant

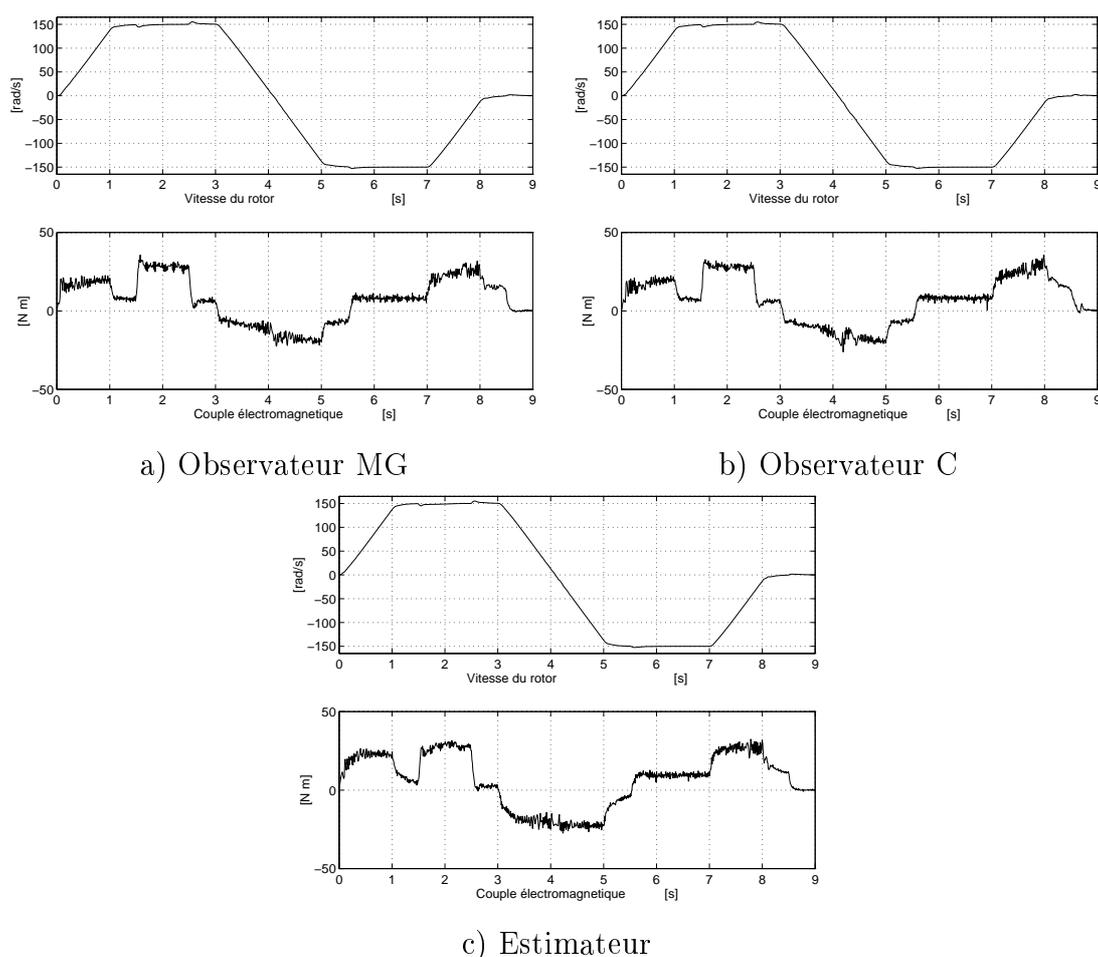


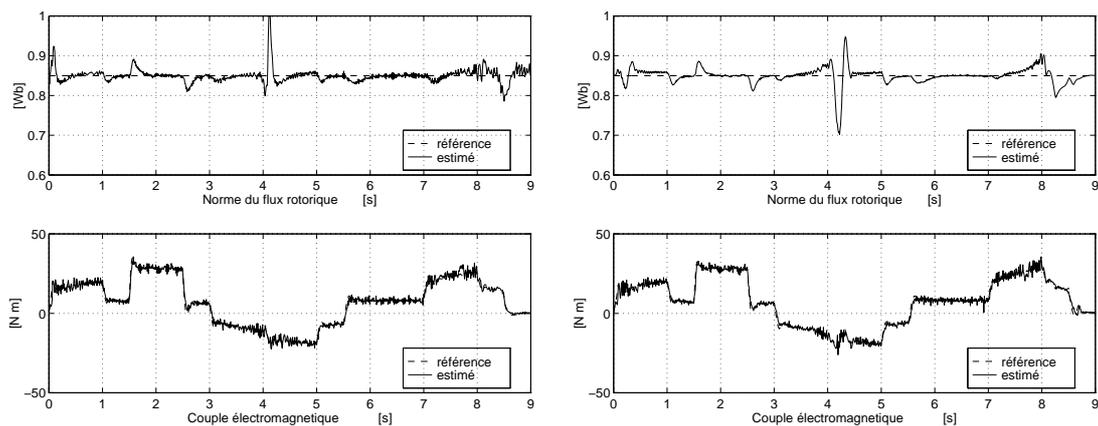
FIG. 6.5 – Commande FOC : vitesse et couple électromagnétique.

les transitoires. On note aussi que les erreurs les plus importantes sur l'estimation du flux sont obtenues lors de l'application de couples de charge. La cause de ces dégradations est donc vraisemblablement une erreur sur la résistance rotorique. Il résulte de la comparaison de ces différentes courbes que l'utilisation d'un bon observateur permet de résoudre ce type de problème.

Variation sur R_r

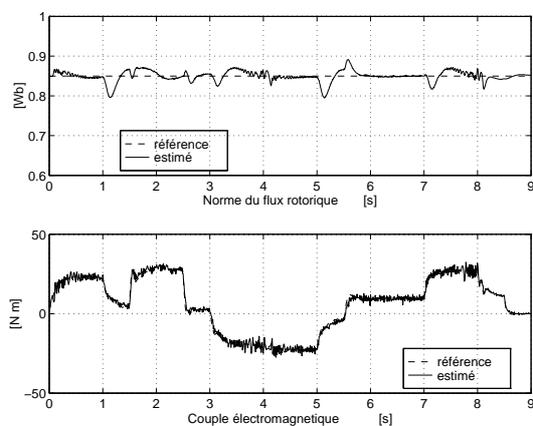
Dans ce paragraphe, on montre les résultats pour le cas où on introduit une variation de 50 % de plus sur la valeur identifiée de R_r . Pour simplifier, on ne considère que les algorithmes basés sur les observateurs MG et C (figures 6.11-6.16).

On note des performances non satisfaisantes lors de régimes à basse vitesse pour la commande avec l'observateur MG, la norme du flux rotorique présente des grandes os-



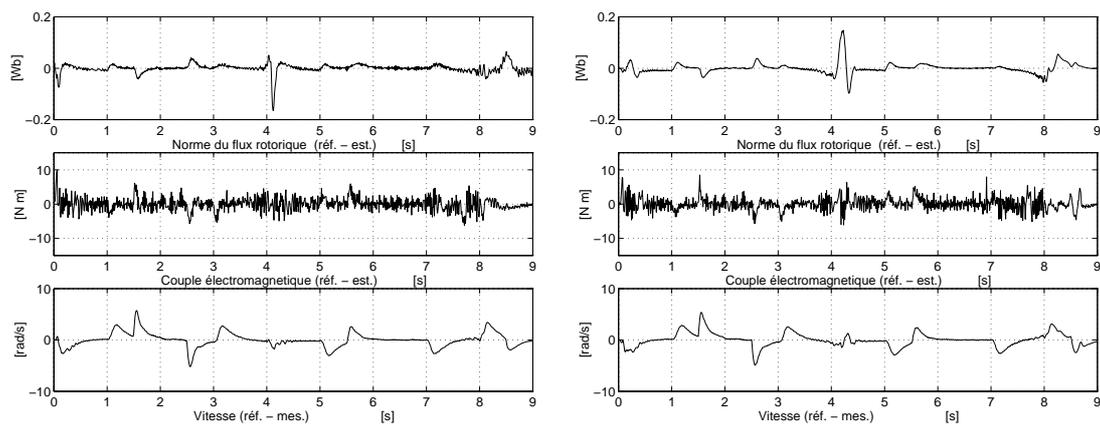
a) Observateur MG

b) Observateur C



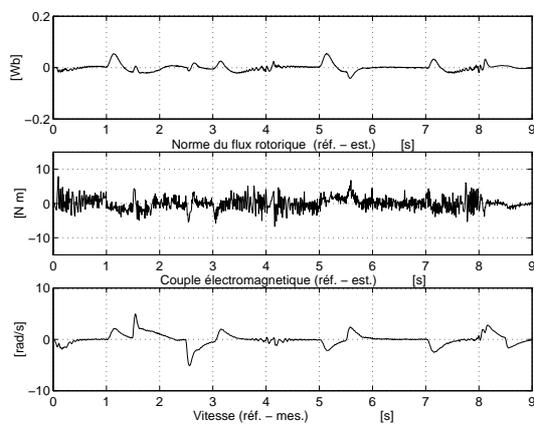
c) Estimateur

FIG. 6.6 – Commande FOC : poursuite en flux et en couple électromagnétique.



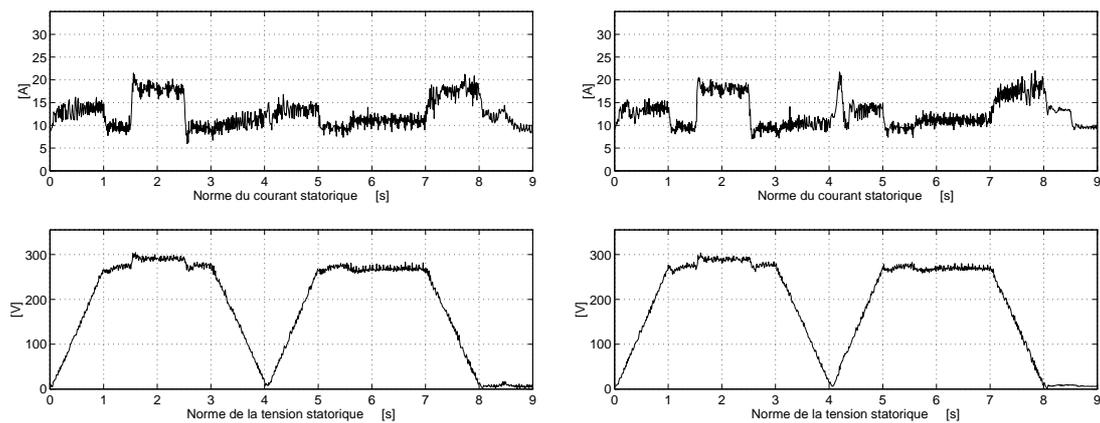
a) Observateur MG

b) Observateur C



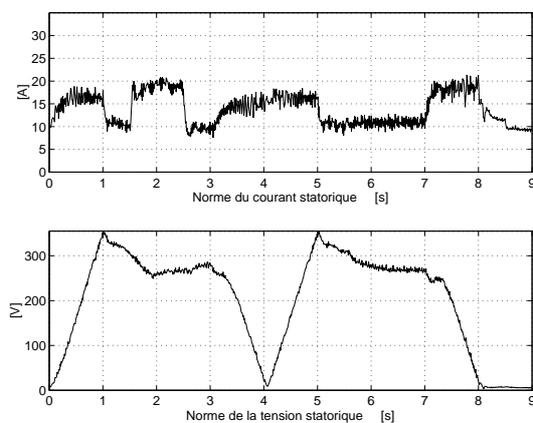
c) Estimateur

FIG. 6.7 – Commande FOC : erreurs de poursuite.



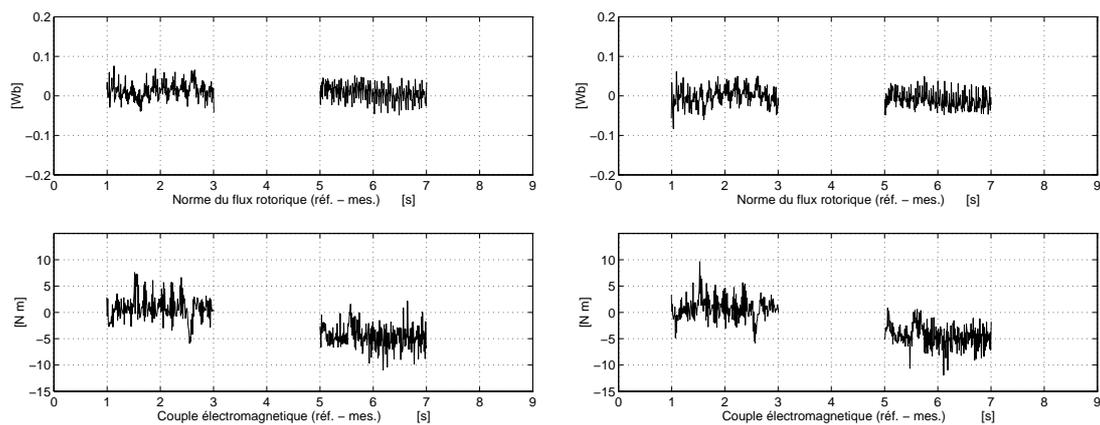
a) Observateur MG

b) Observateur C



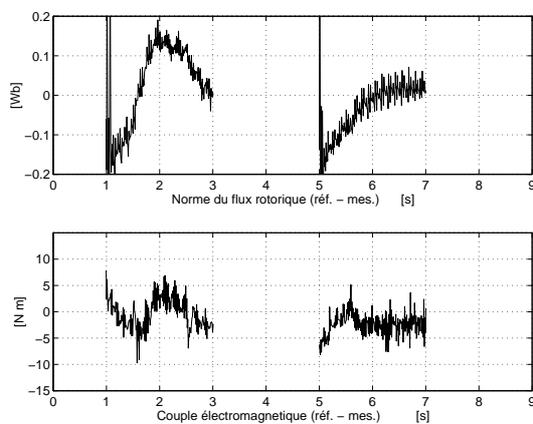
c) Estimateur

FIG. 6.8 – Commande FOC : grandeurs électriques.



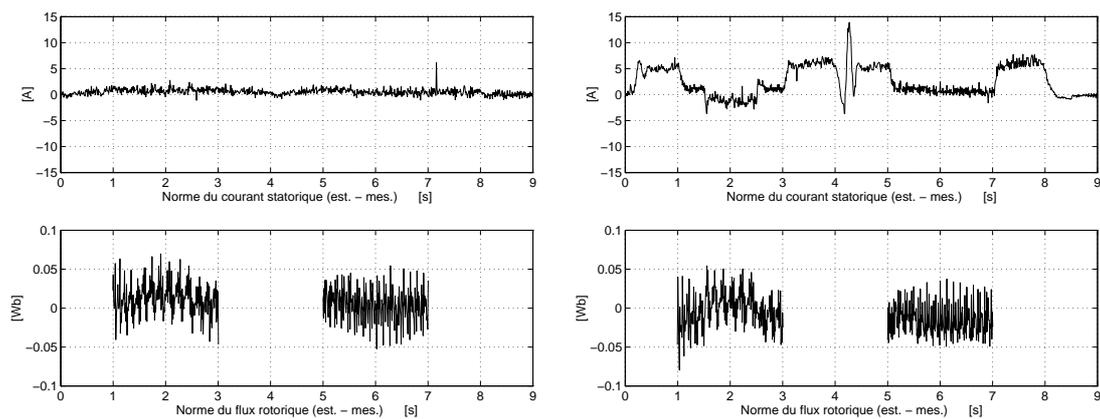
a) Observateur MG

b) Observateur C



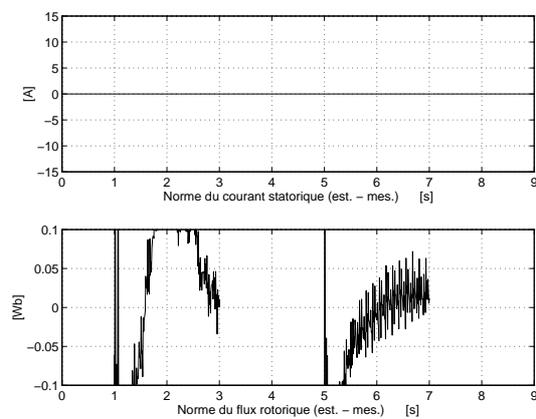
c) Estimateur

FIG. 6.9 – Commande FOC : performances réelles en poursuite de flux et de couple.



a) Observateur MG

b) Observateur C



c) Estimateur

FIG. 6.10 – Commande FOC : erreurs d'observation en courant et en flux.

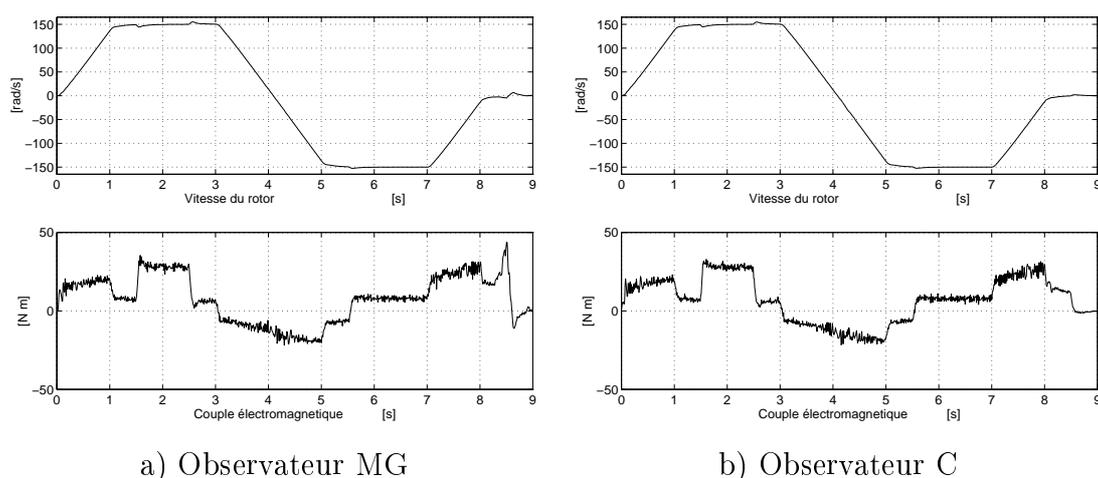


FIG. 6.11 – Commande FOC : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).

cillations (figures 6.12 et 6.13). Ceci dégrade fortement le contrôle du courant (figure 6.14).

En revanche, on constate que les résultats avec l'observateur C sont tout à fait corrects.

Temps de calcul

Des ordres de grandeur pour les temps de calcul des algorithmes présentés sont donnés dans le tableau 6.2. Ces temps peuvent sembler importants, mais il faut remarquer que le système Matlab/dSpace ne permet pas d'optimiser certaines parties du code.

Algorithme : Commande vectorielle avec observateur	Ordre de la discrétisation	Temps de calcul
Observateur MG	3	$760\mu s$
Observateur C	4	$700\mu s$

TAB. 6.2 – Temps de calcul d'une commande vectorielle avec observateur.

6.6 Commande par modes glissants

Dans cette partie, on présente la mise en oeuvre des lois de commande par modes glissants présentées dans le chapitre précédent : la commande fondée sur le modèle réduit et la commande fondée sur le modèle singulièrement perturbé.

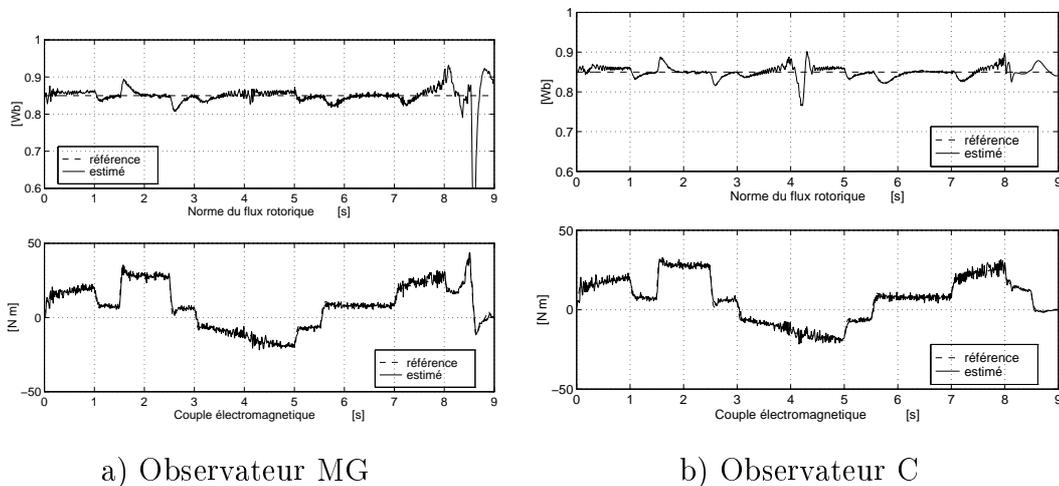


FIG. 6.12 – Commande FOC : poursuite en flux et en couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).

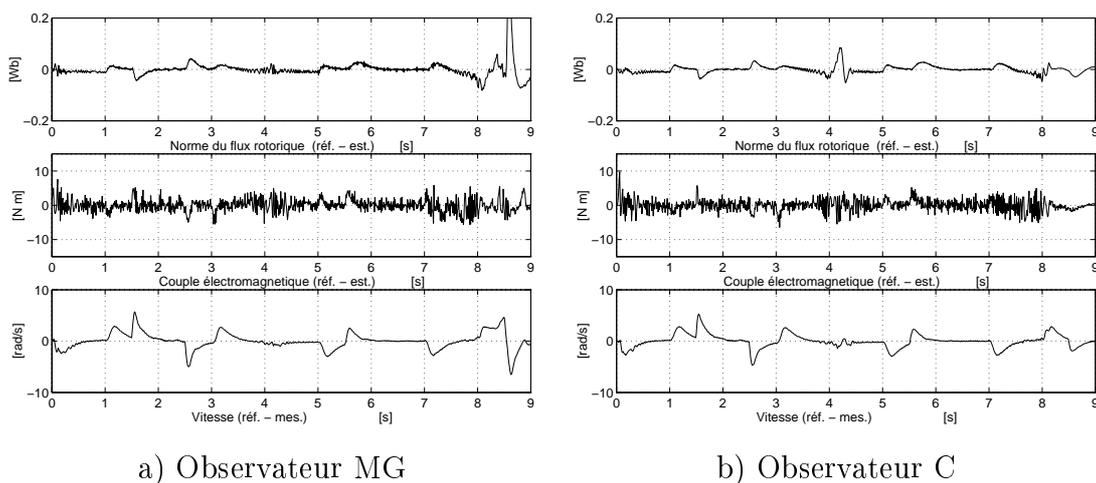
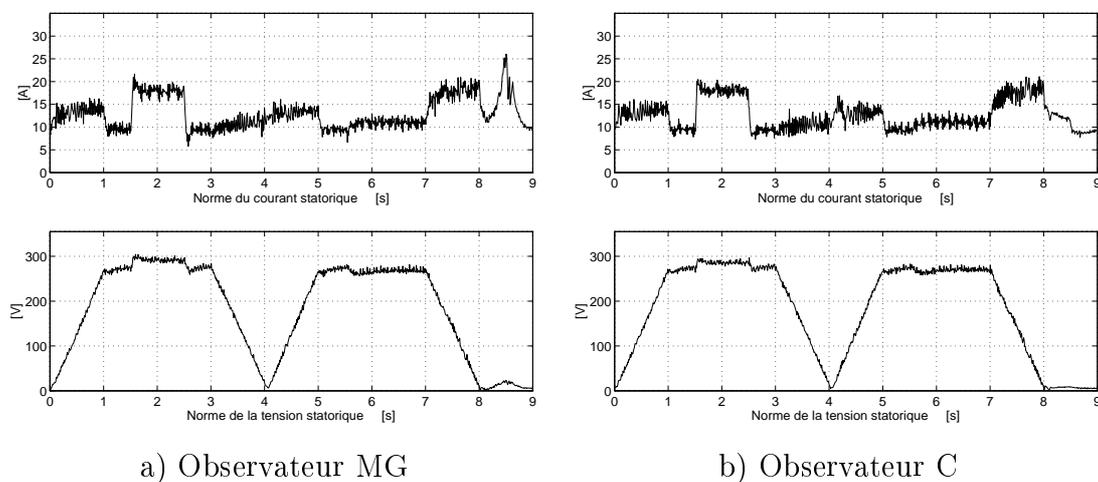
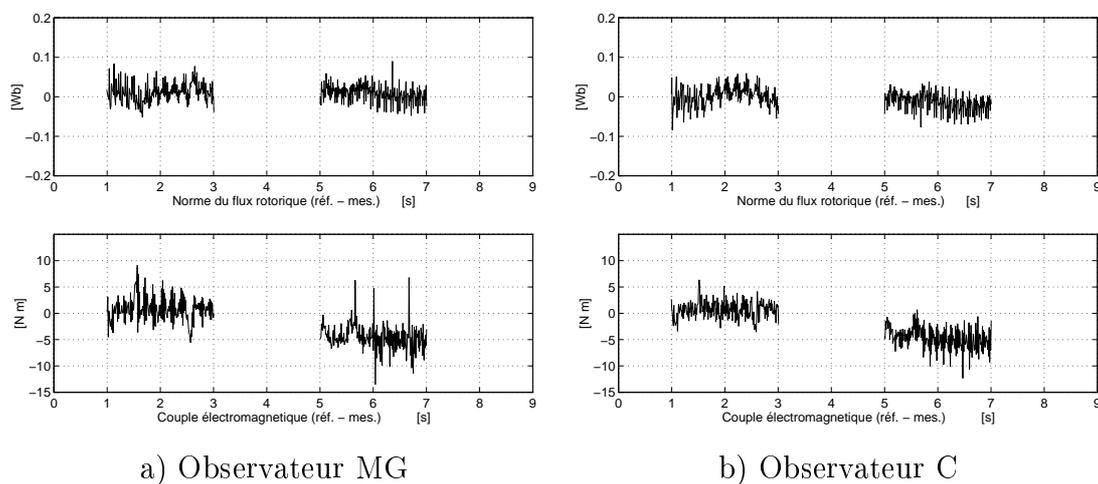


FIG. 6.13 – Commande FOC : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).

FIG. 6.14 – Commande FOC : grandeurs électriques ($\Delta R_r = 50\%$).FIG. 6.15 – Commande FOC : performances réelles en poursuite de flux et de couple ($\Delta R_r = 50\%$).

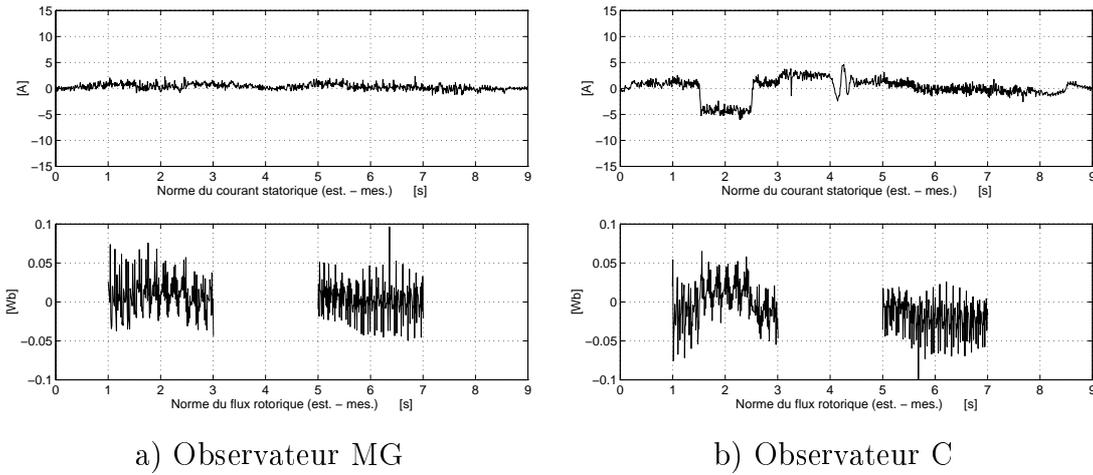


FIG. 6.16 – Commande FOC : erreurs d'observation en courant et en flux ($\Delta R_r = 50\%$).

6.6.1 Commande fondée sur le modèle réduit

La commande par modes glissants CMGI présentée dans le paragraphe 4.3.4 a été mise en oeuvre sur le banc d'essai. On rappelle les équations de la loi de commande :

$$I_c = I_{eq} + I_n$$

où

$$\begin{aligned} I_{eq} &= -D^{-1}F \\ &= \begin{bmatrix} \frac{JL_r}{pM}(\dot{\omega}^* + l_1\omega^* + (\frac{f}{J} - l_1)\omega + \frac{\tau_L}{J})/\phi_{rd} \\ \frac{T_r}{M}(\dot{\phi}_r^* + l_2\phi_r^* + (\frac{1}{T_r} - l_2)\phi_{rd}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$I_n = -D^{-1} \begin{bmatrix} K_1 \text{sign}(S_1) \\ K_2 \text{sign}(S_2) \end{bmatrix}$$

où $K_1, K_2 > 0$ et

$$D = \begin{bmatrix} -p\frac{M}{JL_r}\phi_{rd} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{T_r} \end{bmatrix}.$$

L'observateur par modes glissants (3.13) a été utilisé pour obtenir l'estimé $\hat{\phi}_{rd}$ de ϕ_{rd} et l'estimé $\hat{\theta}_a$ de θ_a . Les gains de l'observateur ont été pris comme précédemment (essais avec la commande vectorielle) et les paramètres de la loi de commande ont été choisis comme suit : $K_1 = 30$, $K_2 = 30$, $l_1 = 5$ et $l_2 = 2$. Les fonctions $\text{sign}(\cdot)$ ont été remplacées par des fonctions saturation (4.24) pour $i = 1, 2$ avec $\lambda_1 = 5$ et $\lambda_2 = 0.75$. En ce qui concerne les

boucles de courants statoriques, on a gardé les mêmes correcteurs PI de courants utilisés dans la commande vectorielle.

Nous présentons les résultats obtenus en régime de vitesse variable. La figure 6.2 montre les profils de consigne utilisés. La figure 6.17 présente le profil de vitesse obtenu ainsi que le couple électromagnétique estimé. Les erreurs de poursuite sont données par la figure 6.18 ; pour le flux, l'erreur de poursuite est donnée par rapport au flux estimé. On constate que l'erreur de poursuite sur la vitesse est un peu plus faible que pour la commande vectorielle (figure 6.7a). Néanmoins, le contrôle du flux est un peu dégradé lorsque la machine est chargée et fonctionne à basse vitesse. Cela peut être expliqué par le fait que le couple de charge est considéré comme une perturbation inconnue. Lorsqu'on applique un couple de charge sur le système, la commande discontinue agit sur le système, introduisant ce broutement supplémentaire sur le flux.

La figure 6.19 permet de constater qu'en effet la norme du courant présente un broutement plus importante que pour l'algorithme FOC (figure 6.8a). Ce phénomène donne aussi comme résultat que le couple électromagnétique estimé est plus oscillatoire que pour le cas de la commande vectorielle en présence d'un couple de charge (voir figures 6.5a et 6.17).

La figure 6.19 montre que le contrôle des tensions statoriques est satisfaisant grâce aux boucles internes de courants statoriques.

La figure 6.20 donne les erreurs réelles d'estimation commises sur les flux et les courants. On remarque que les erreurs sur l'estimation du flux sont un peu plus importantes pour la commande par modes glissants que pour l'algorithme FOC (figure 6.10a) lors de l'application de couples de charge.

Enfin, bien qu'au niveau des grandeurs de sortie il soit possible d'améliorer les performances avec la commande CMGI par rapport à une commande de base (FOC), c'est au niveau de grandeurs internes que l'on trouve des différences. D'après la comparaison des différentes courbes, on peut dire que l'application de la commande par modes glissants n'est pas aisée dans le cas d'une machine alimentée par un onduleur MLI commandé avec une valeur élevée de la période d'échantillonnage (1 *ms*).

Variation sur R_r

Pour tester la robustesse de la loi de commande, on introduit une variation dans la résistance rotorique. Les résultats sont obtenus pour le cas d'une augmentation de 50 %

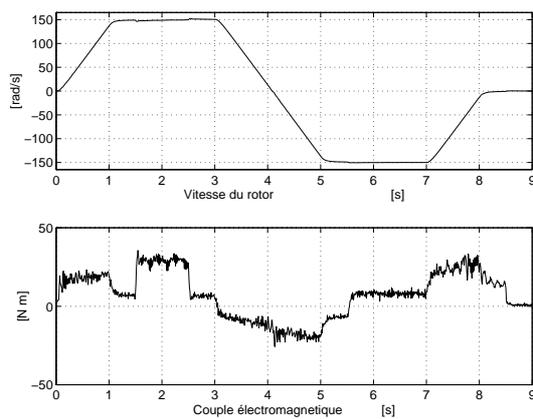


FIG. 6.17 – Commande CMGI : vitesse et couple électromagnétique.

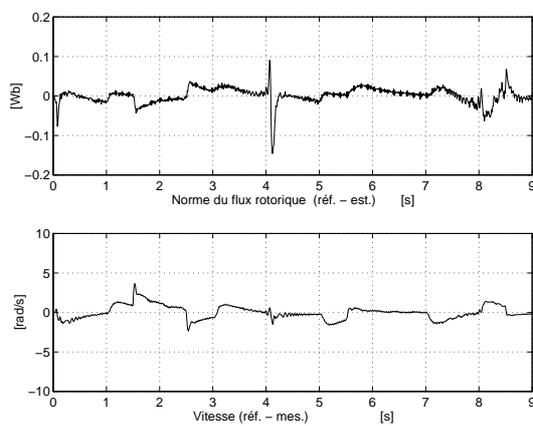


FIG. 6.18 – Commande CMGI : erreurs de poursuite.

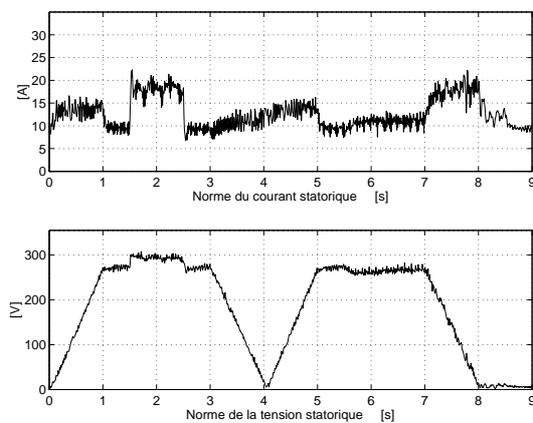


FIG. 6.19 – Commande CMGI : grandeurs électriques.

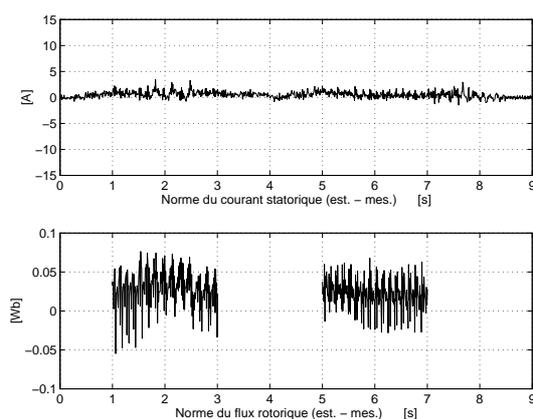
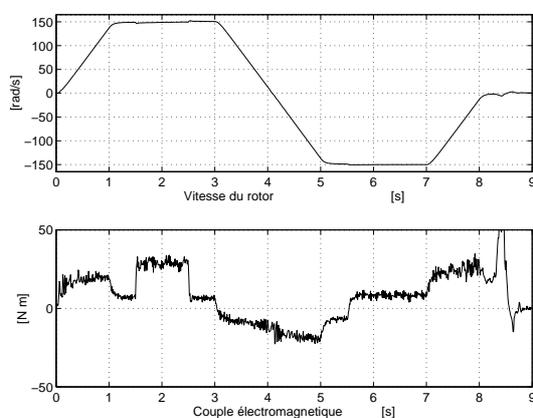


FIG. 6.20 – Commande CMGI : erreurs d'observation en courant et en flux.

FIG. 6.21 – Commande CMGI : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).

au delà de la valeur identifiée de R_r .

La figure 6.21 montre le profil de vitesse obtenu ainsi que le couple électromagnétique estimé. Les erreurs de poursuite sont données par la figure 6.22. On retrouve encore une fois les problèmes de la sensibilité de l'observateur aux variations de la résistance rotorique à basse vitesse. On note que les oscillations sur la norme du flux rotorique sont plus importantes que celles obtenues pour la commande vectorielle (figure 6.13). Ceci dégrade fortement le couple électromagnétique estimé et le contrôle de la vitesse (figure 6.22).

6.6.2 Commande fondée sur le modèle singulièrement perturbé

Dans cette partie, on valide la commandes CPS fondée sur le modèle singulièrement perturbé présentée dans le paragraphe 4.4.3 sur le banc d'essai et on vérifie l'effet de la modification de la commande par modes glissants introduit dans l'algorithme. Etant donné

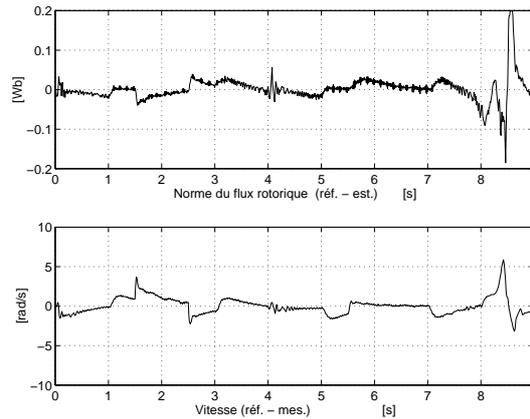


FIG. 6.22 – Commande CMGI : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).

la sensibilité de l'observateur par modes glissants vis-à-vis de variations de la résistance rotorique, on utilise l'observateur en cascade pour les essais présentés dans cette partie. Ceci nous permet aussi de mettre en évidence l'apport de cet observateur qui donne une estimation du couple de charge.

Les gains de l'observateur sont les mêmes que précédemment (essais avec la commande vectorielle), les paramètres de la loi de commande ont été choisis comme suit : $s_1 = 100$, $s_2 = 100$, $l_{s1} = 200$ et $l_{s2} = 250$. Etant donné que la dynamique rapide est stable, la commande rapide (4.84) a été prise égale à zéro.

On remarque que, finalement, la loi de commande n'est synthétisée que sur la base du modèle réduit lent de la machine. On peut donc s'attendre à ce que les performances de cette commande ne soient pas à la hauteur, dans certains cas, par rapport à celles de la commande CMGI ou FOC qui possèdent des boucles internes de courants statoriques.

L'estimation du couple de charge étant disponible, nous donnons les résultats de manière un peu différente. On présente deux types d'essais, avec et sans l'injection du couple estimé $\hat{\tau}_L$ dans la loi de commande.

Les profils de consigne utilisés sont ceux donnés par la figure 6.2. La figure 6.27 montre la vitesse mesurée et estimée ainsi que la référence du couple électromagnétique de la machine à courant continu et le couple de charge estimé par l'observateur C (3.31)-(3.32). Il est à remarquer que l'on a supposé le couple de charge constant pour concevoir l'observateur ; de plus, on n'a pris en compte que le frottement visqueux dans le modèle mécanique de la machine .

La figure 6.23 d'une part montre la vitesse ainsi que le couple électromagnétique estimé

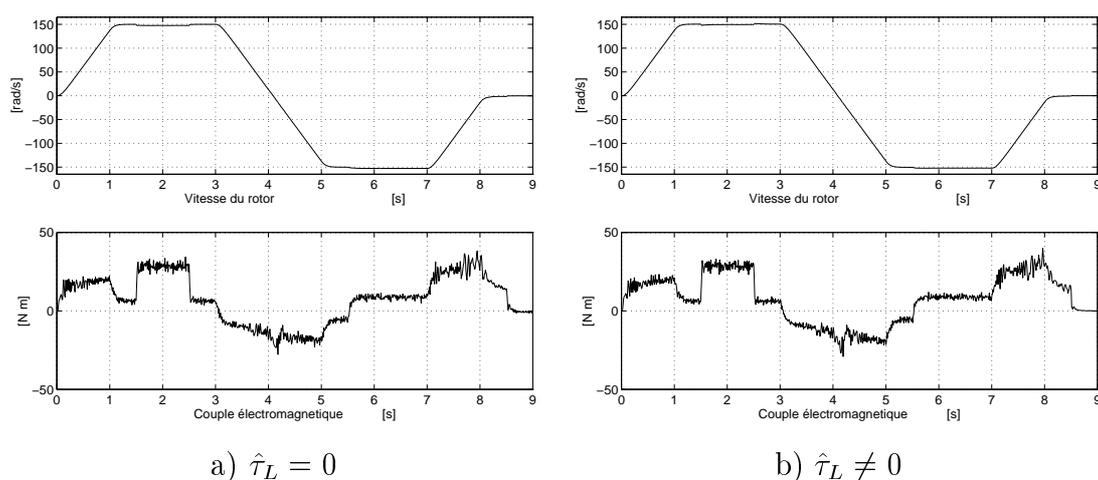


FIG. 6.23 – Commande CPS : vitesse et couple électromagnétique.

lorsque le couple de charge estimé n'est pas pris en compte dans l'algorithme (a) et d'autre part le cas quand l'estimé est utilisé dans la loi de commande (b).

Les erreurs de poursuite sont données par la figure 6.24, on remarque une erreur statique sur l'erreur de flux et de vitesse, mais cela était prévu par la théorie. On ne peut pas atteindre une convergence exponentielle avec cet algorithme. En outre, on note que l'utilisation du couple de charge estimé a un effet très positif au niveau de la vitesse, l'erreur de poursuite de vitesse est atténuée presque à zéro lorsque l'on applique le premier couple de charge.

La figure 6.25 présente les grandeurs électriques. Les résultats sont satisfaisants si l'on tient compte que la commande utilisée est assez simple. Cependant, on note que le contrôle de courants est un peu dégradé par rapport à celui obtenu avec la commande FOC (figure 6.8b). La figure 6.26 donne les erreurs réelles d'estimation commises sur les flux et les courants. L'erreur de flux est atténuée si on dispose de l'estimation du couple de charge. D'après les différentes courbes, on peut donc conclure que la modification de la commande permet une certaine réduction du bruit. D'autre part, lorsque l'on fait une commande en vitesse, il est intéressant de disposer d'une estimation du couple de charge ; une solution est apportée par l'observateur en cascade présenté ici.

Variation sur R_r

Dans cette partie, on teste la robustesse de l'algorithme de commande ; on introduit une augmentation de la résistance rotorique de 50 % au delà de la valeur identifiée de R_r .

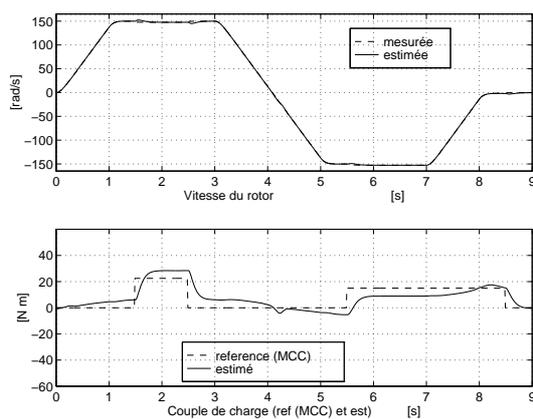
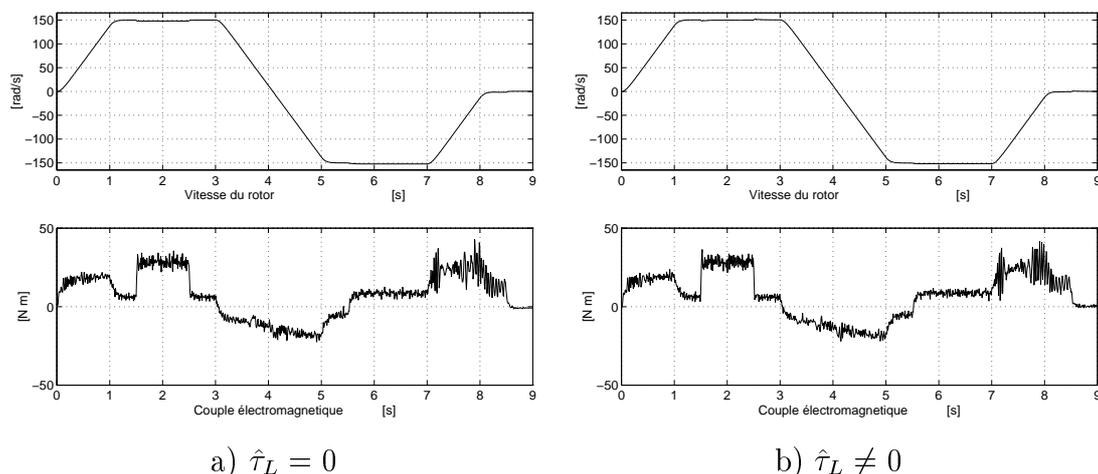


FIG. 6.27 – Commande CPS : vitesse et couple de charge estimés.

a) $\hat{\tau}_L = 0$ b) $\hat{\tau}_L \neq 0$ FIG. 6.28 – Commande CPS : vitesse et couple électromagnétique ($\Delta R_r = 50\%$).

Les résultats obtenus sont présentés par les figures 6.28 et 6.29.

Le profil de vitesse obtenu ainsi que le couple électromagnétique estimé sont donnés par la figure 6.21. Le couple électromagnétique est assez dégradé, ce qui prouve que la modification apportée à la commande diminue sa robustesse vis-à-vis de variation de paramètres. En plus, on a le problème déjà évoqué sur la simplicité du modèle utilisé pour synthétiser la commande. Cependant, l'ordre de grandeur des erreurs de poursuite en vitesse et flux reste très proche du cas précédent.

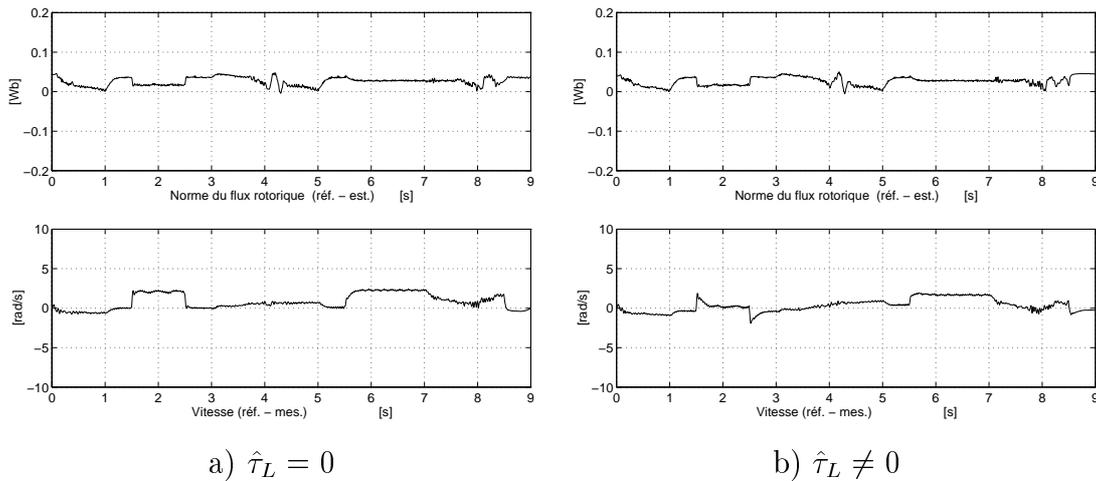


FIG. 6.29 – Commande CPS : erreurs de poursuite ($\Delta R_r = 50\%$).

6.7 Conclusions

On a évalué deux types d'observateur de flux fondés sur des principes différents : un observateur basé sur la théorie des modes glissants et un observateur à grand gain de type cascade. On a mis en évidence la sensibilité de l'observateur par modes glissants vis-à-vis de variations de la résistance rotorique à basse vitesse. Une solution possible pour améliorer la précision de l'observation du flux rotorique fournie par cet observateur dans ce régime de vitesse consiste à intégrer des dispositifs d'adaptation des paramètres résistifs. En revanche, la dynamique de l'observateur en cascade s'est avérée être correcte dans toute la plage de variation de la vitesse sans évoquer la nécessité d'un dispositif d'adaptation paramétrique. En outre, cet observateur permet d'estimer le couple de charge dont la prise en compte dans certaines lois de commande présente un intérêt certain.

On a aussi mis en œuvre plusieurs lois de commande par modes glissants. Cependant, on a rencontré un certain nombre de difficultés pour atteindre de bonnes performances, ceci était lié aux contraintes imposées par les caractéristiques du banc d'essai.

Les résultats obtenus ont montré la difficulté de l'utilisation de la commande par modes glissants pour les machines de moyenne puissance (voire de forte puissance). D'après les essais effectués, le problème principal vient du fait que l'on est limité par la fréquence de commutation des onduleurs qui alimentent les machines. En outre, le problème de la limitation en fréquence de commutation des onduleurs impose aussi l'utilisation de périodes d'échantillonnage importantes lors de l'implantation des lois de commande. Cela a un impact significatif sur la discrétisation des algorithmes, notamment des observateurs.

On a réussi à mettre en oeuvre une commande par modes glissants via la simplification du modèle de la machine en utilisant des boucles internes de courants. Cependant, les performances ne sont pas très éloignées d'une commande standard.

On a essayé une deuxième stratégie de commande fondée sur le modèle singulièrement perturbé de la machine. Dans cette méthode, on a modifié les fonctions discontinues classiques trouvées dans les lois de commande par modes glissants pour réduire le broutement dans la commande. Néanmoins, cette méthode n'a pas permis d'obtenir de hautes performances, d'une part parce que le modèle sur lequel la commande a été synthétisée est un modèle simplifié de la machine (modèle lent), d'autre part, comme le prédit la théorie, les erreurs de poursuite ne sont que uniformément bornées avec cet algorithme.

Enfin, on a mis en évidence le fait que, pour une commande en vitesse, l'estimation du couple de charge améliore sensiblement le schéma de commande global.

Chapitre 7

Conclusions

7.1 Bilan

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le développement et l'analyse de diverses lois de commande et d'observateurs pour machine asynchrone. La recherche effectuée, menée dans un cadre pluridisciplinaire, présente un caractère méthodologique et appliqué qui fait appel conjointement aux domaines de l'automatique et de l'électrotechnique.

Les machines asynchrones forment une classe de procédés qui présentent un intérêt particulier pour l'électrotechnique et l'automatique : ils sont en effet non linéaires, multivariables, multi-sortie, à paramètres variables dans le temps, avec des états en général, non accessibles à la mesure. En effet, la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique est un actionneur d'un grand intérêt industriel qui permet par sa robustesse d'obtenir des coûts d'investissement et de maintenance réduits.

Nous avons étudié ici plus particulièrement la commande des machines asynchrones de moyenne puissance, alimentées par un onduleur de tension, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion. Nos travaux ont eu pour but de trouver des solutions qui soient validées expérimentalement. Cette validation a pris ici une importance particulière dans la mesure où nous devons travailler sur un banc d'essai industriel. Ce banc met en effet en jeu des puissances comparables à celles que l'on trouve dans l'industrie et permet de se rendre compte des problèmes qui se posent sur des applications industrielles, en particulier avec les limitations dues à l'onduleur.

Le travail réalisé dans cette thèse a été riche d'enseignements sur le plan théorique autant que sur le plan pratique. Ceci nous a permis d'aborder plusieurs domaines : l'au-

tomatique linéaire, non linéaire, continue et discrète ; l'électrotechnique et l'informatique temps réel.

Nos contributions principales ont été les suivantes :

Sur le plan théorique

- La théorie de la commande par modes glissants a été appliquée pour le développement de lois de commande pour la machine asynchrone.
- Une présentation unifiée de divers algorithmes de commande qui ont été développés et mis en oeuvre sur un "benchmark" international en collaboration avec le LSS et le LGEP. Nous avons reformulé certains algorithmes proposés dans la littérature pour être testés sur le "benchmark". Ces travaux ont donné lieu à une étude comparative très poussée.

Sur le plan expérimental

- L'amélioration des performances de lois de commande a été étudiée à travers l'utilisation d'observateurs de flux et de couple de charge fiables. Des méthodes de discrétisation satisfaisantes pour des observateurs par modes glissants ont également été abordées.
- En combinaison avec ces observateurs, nous avons mené une analyse comparative expérimentale avec certaines lois de commande par modes glissants en mettant en évidence le fait que, pour les commandes en vitesse, l'estimation du couple de charge améliore sensiblement le schéma de commande global.

Les travaux présentés dans ce mémoire ont donné lieu à plusieurs présentations dans des conférences et à la rédaction d'articles en cours d'évaluation dans des revues.

7.2 Perspectives

Nous pouvons citer un certain nombre de problèmes qui n'ont pas été abordés ici et qui peuvent faire l'objet d'un travail futur :

- L'étude des observateurs par modes glissants avec dispositifs d'adaptation des paramètres résistifs pour permettre de surmonter le problème de ce type d'observateurs vis-à-vis de variations de la résistance rotorique à basse vitesse [42].
- Il est incontestable que la suppression du capteur de vitesse est une nécessité industrielle qui s'impose aujourd'hui d'où le besoin de concevoir des observateurs capables de fournir une estimation de la vitesse mécanique [6, 41, 63, 78].

-
- La preuve de stabilité globale des lois de commande par modes glissants avec observateur proposées reste encore une question ouverte.
 - La synthèse des lois de commande par modes glissants en prenant en compte la structure de l'onduleur.
 - L'évaluation d'autres approches comme la commande directe du couple qui offre de très grandes possibilités dynamiques et qui permet également de prendre en compte la structure de l'onduleur [79].

Annexe A

Discrétisation d'un système non linéaire

Nous rappelons ici quelques éléments sur la discrétisation d'un système non linéaire utilisés au chapitre 4 [68].

A.1 Discrétisation approchée

Soit le système non linéaire continu Σ_c suivant :

$$\Sigma_c \begin{cases} \dot{x}_c(t) = f(x_c(t); \underline{u}(t)) \\ y_c = h(x_c(t)) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

où l'état $x_c(t)$ est défini sur un ouvert $M \in \mathcal{R}^n$, $\underline{u} \in \mathcal{R}^m$, $y_c \in \mathcal{R}$. Les fonctions $f(\cdot, \underline{u}(t)) : M \times \mathcal{R}^m \rightarrow \mathcal{R}^n$ et $h(x) : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$ sont supposées analytiques.

Soit le système non linéaire discret Σ_d donné par les équations suivantes :

$$\Sigma_d \begin{cases} x_d(k+1) = F^{T_e}(x_d(k); \underline{u}(k)) \\ y_d = h(x_d(k)) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

où l'état $x_d(k) \in M$, la fonction $F^{T_e}(\cdot, \cdot) :]0, T_{e0}[\times M \times \mathcal{R}^m \rightarrow \mathcal{R}^n$ est supposée analytique pour T_{e0} suffisamment petit.

Définition A.1.1 [68] *Le système Σ_d est appelé le discrétisé exact du système Σ_c si, pour la même initialisation, $x(0)$, et pour des entrées constantes sur des intervalles d'amplitude T_e , Σ_d et Σ_c ont le même comportement entrée-état, aux instants d'échantillonnage $t = kT_e$, i. e. si pour $k \geq 1$ et $x_c(0) = x_d(0) = x(0)$ on vérifie :*

$$x_c(kT_e) = x_d(k)$$

Proposition A.1.1 [68] *La dynamique discrétisée $F^{T_e}(\cdot, \cdot) :]0, T_{e_0}[\times M \times \mathcal{R}^m \rightarrow \mathcal{R}^n$ du système Σ_d est définie, pour $T_e \in]0, T_{e_0}[$, par le développement exponentiel suivant :*

$$F^{T_e}(x_d(k); \underline{u}(k)) = e^{T_e L_f(\cdot; \underline{u})}(x_d(k)) \quad (\text{A.3})$$

Remarque A.1.1 *La série exponentielle de Lie associée à un champs de vecteur analytique $f(\cdot)$ défini sur M en utilisant les dérivées de Lie est donnée par :*

$$e^{L_f} := \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{p!} L_f^p := 1 + L_f + \frac{1}{2!} L_f^2 + \dots + \frac{1}{p!} L_f^p + \dots \quad (\text{A.4})$$

L_f^p représente le composé itéré p fois de l'opérateur L_f et 1 représente la fonction identité. Le développement en puissances de T_e de la solution exacte (A.3) permet de définir la notion de discrétisation approchée à l'ordre p qui correspond à la troncature à l'ordre p en T_e de la série exacte (A.4). On peut ainsi écrire la dynamique discrétisée (A.3) sous la forme suivante :

$$x_d(k+1) := F^{T_e}(x_d(k); \underline{u}(k)) := \sum_{i=0}^{i=p} \frac{T_e^i}{i!} x_c^{(i)}(kT_e) \quad (\text{A.5})$$

avec $x_c^{(i)}(kT_e) = L_{f(\cdot; \underline{u})}^i x_c(kT_e)$.

Annexe B

Poursuite en vitesse et en flux sans couple de charge. "Benchmark" IJACSP

Dans cette annexe, nous donnons les résultats obtenus pour le premier objectif de commande du "benchmark" IJACSP lorsque $\tau_L = 0$.

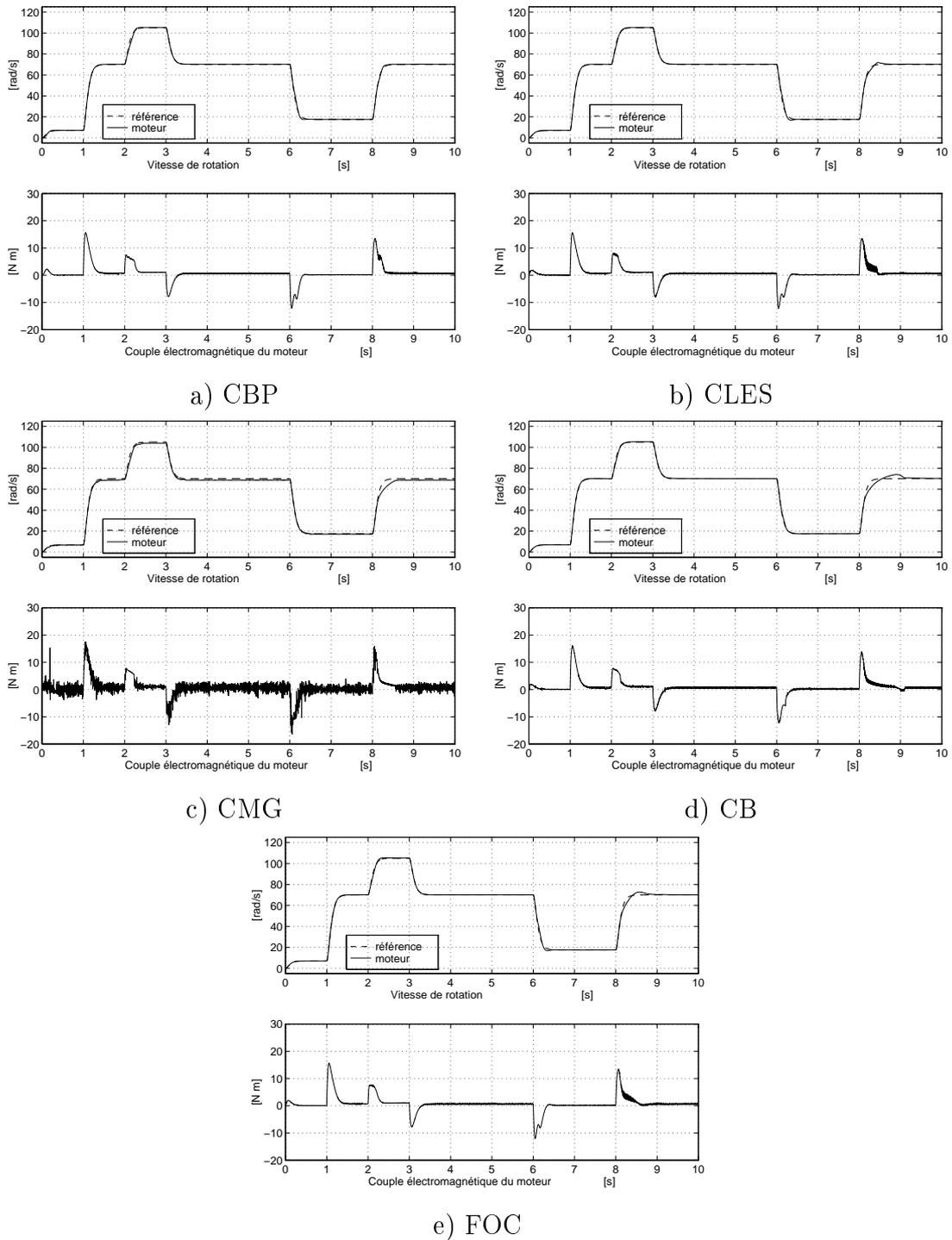


FIG. B.1 – Vitesse et couple électromagnétique ($\tau_L = 0$).

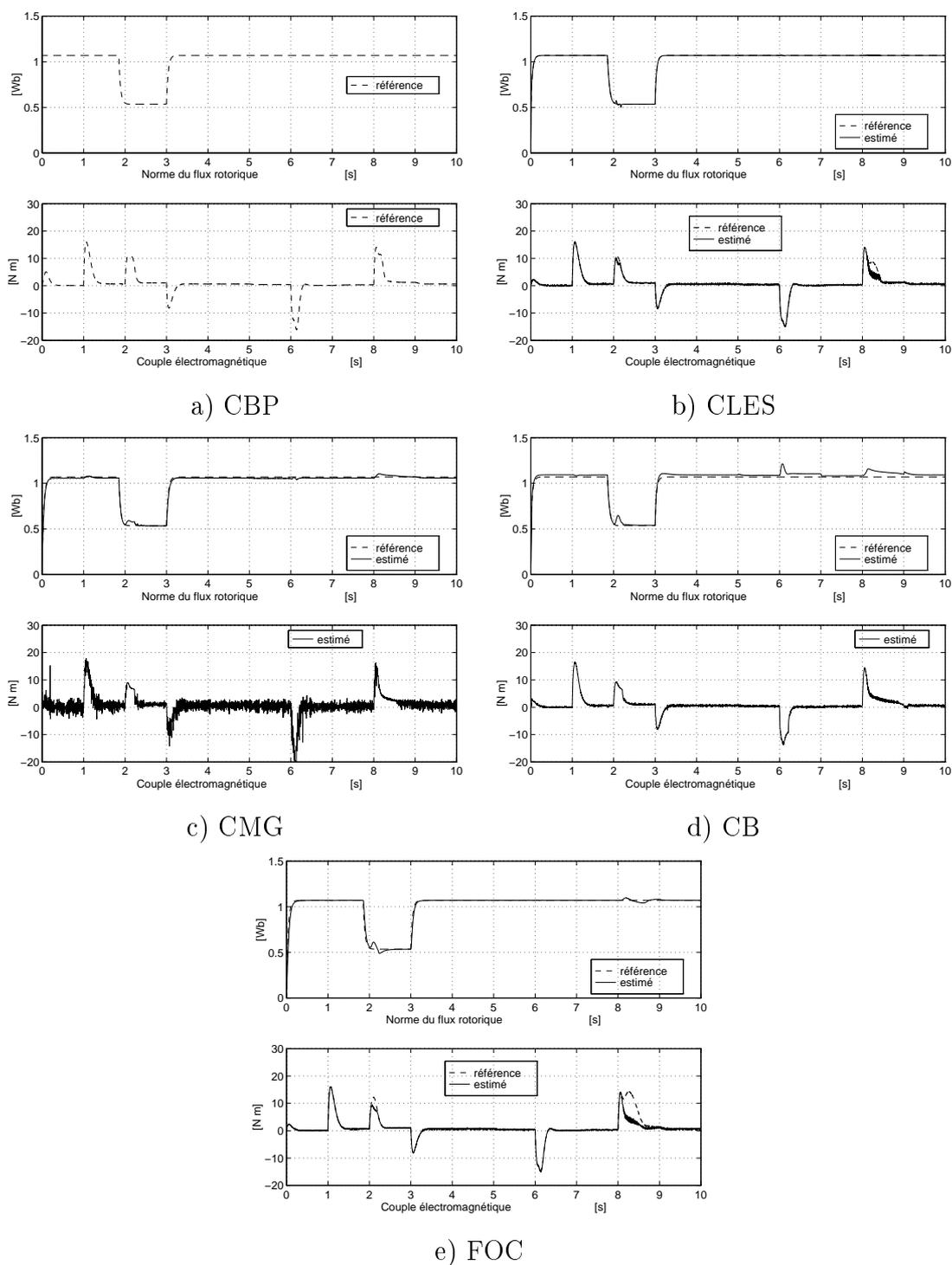
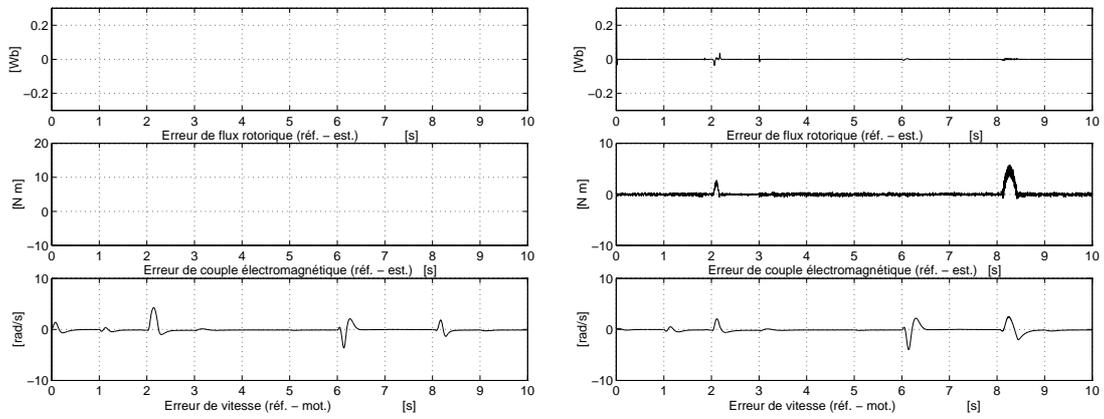
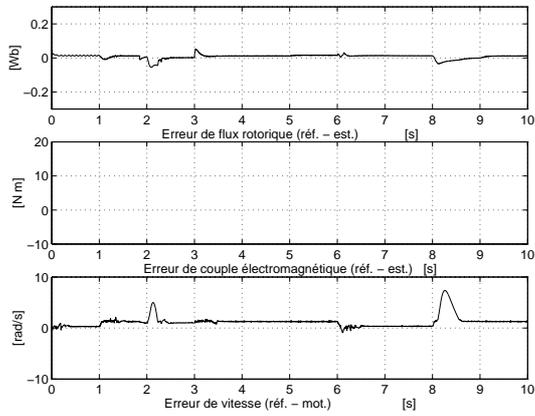


FIG. B.2 – Norme du flux rotorique et couple électromagnétique ($\tau_L = 0$).

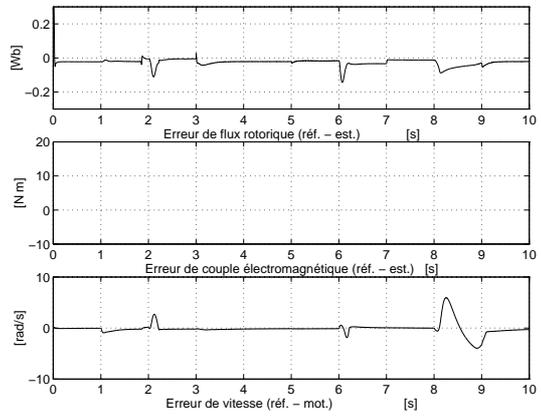


a) CBP

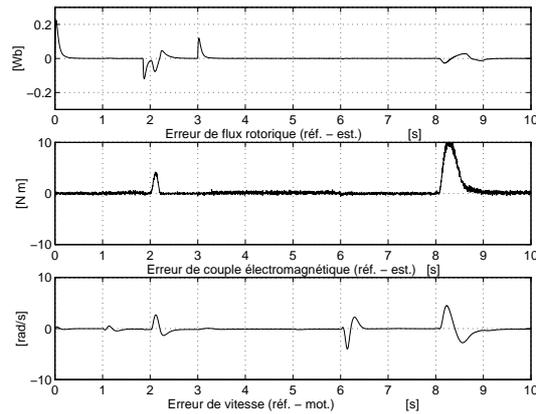
b) CLES



c) CMG



d) CB



e) FOC

FIG. B.3 – Erreurs de poursuite ($\tau_L = 0$).

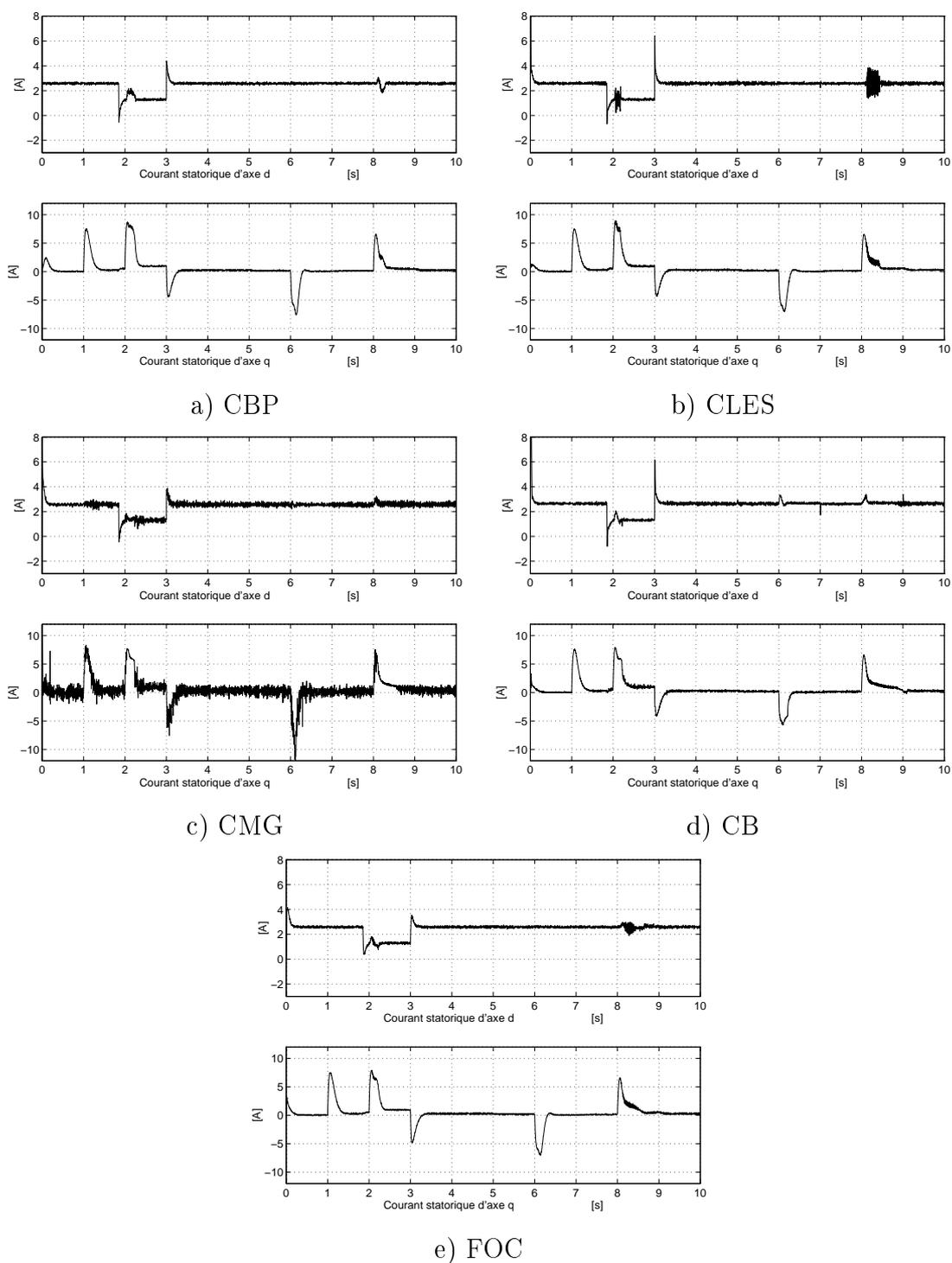
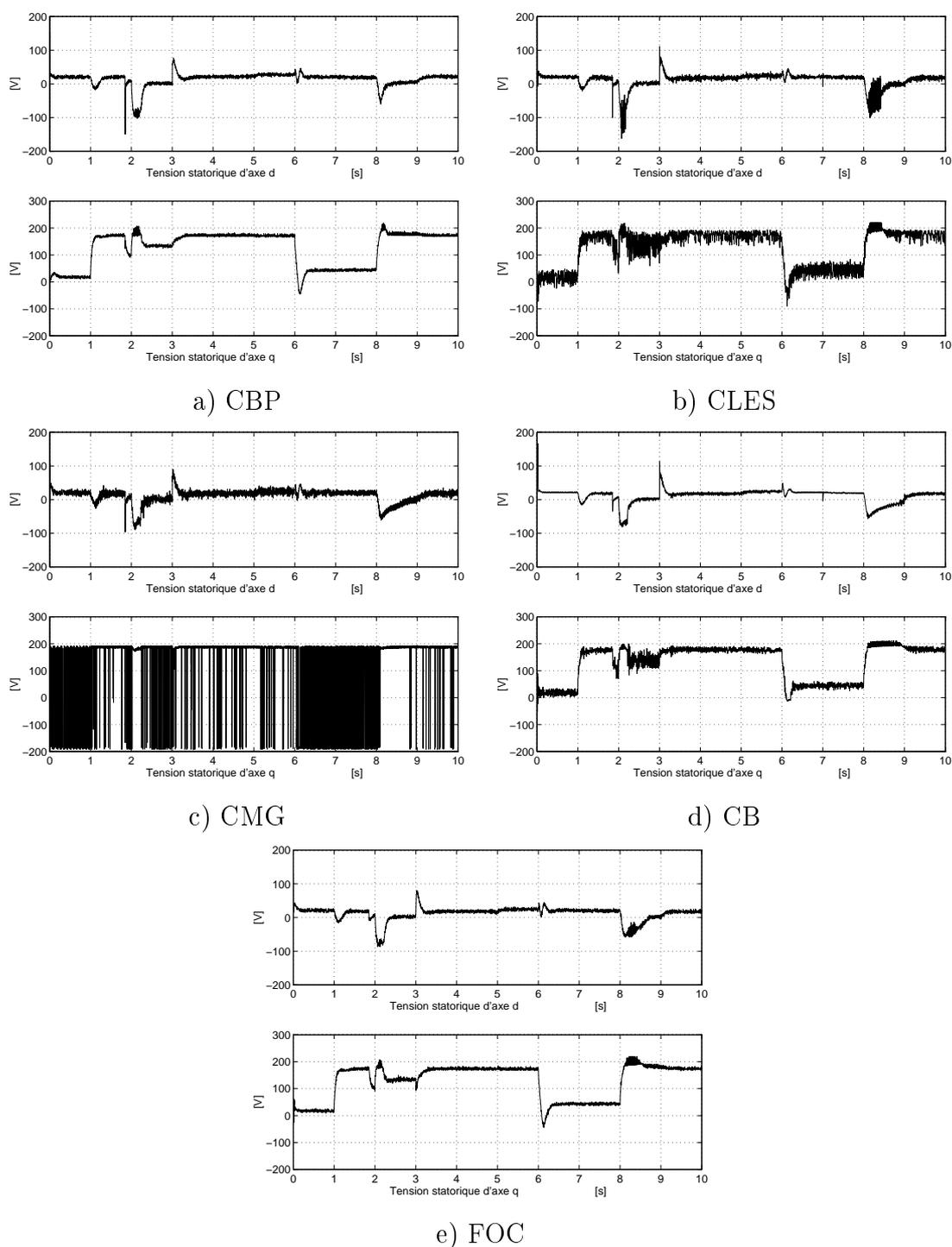


FIG. B.4 – Courants statoriques ($\tau_L = 0$).

FIG. B.5 – Tensions statoriques ($\tau_L = 0$).

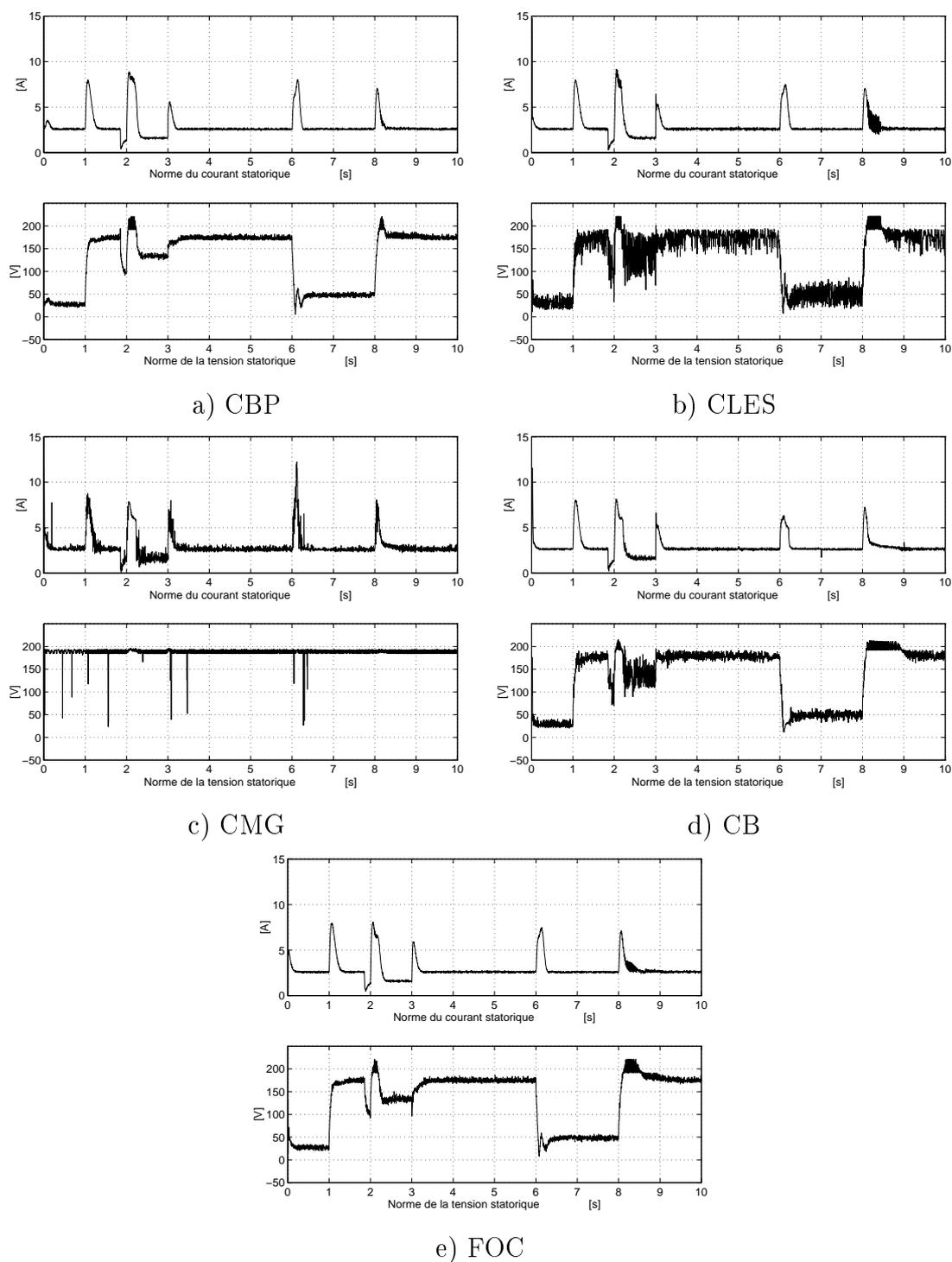
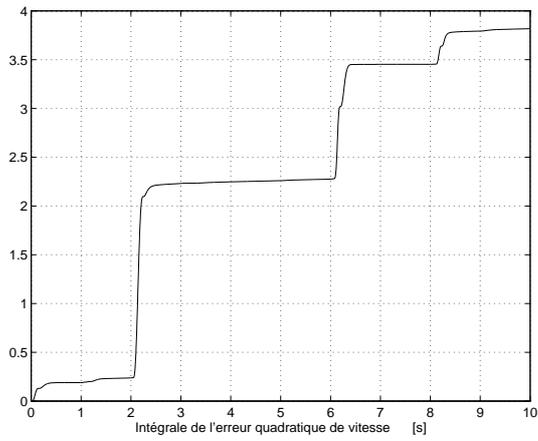
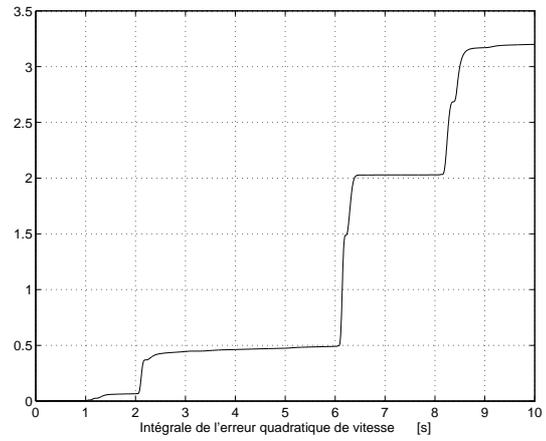


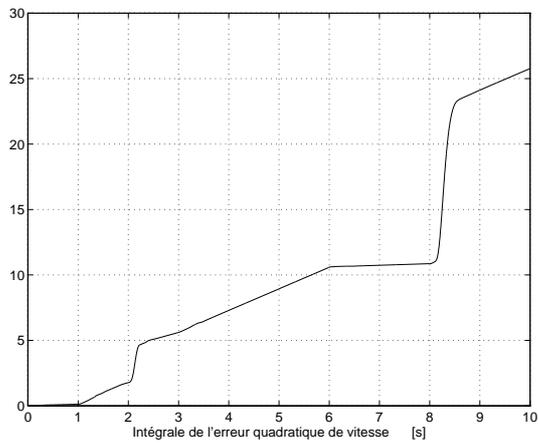
FIG. B.6 – Norme du courant statorique et norme de la tension statorique ($\tau_L = 0$).



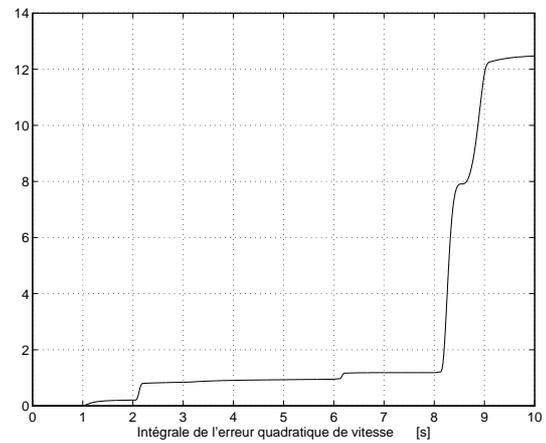
a) CBP



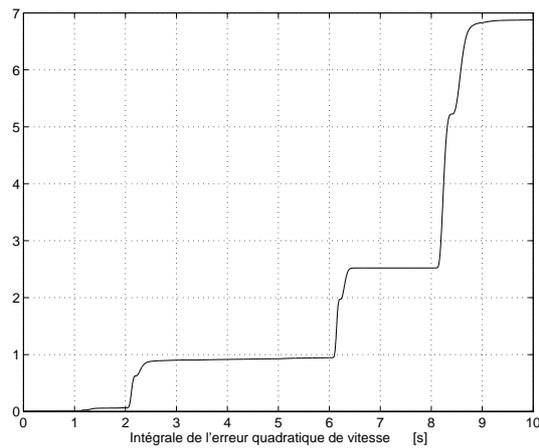
b) CLES



c) CMG



d) CB



e) FOC

FIG. B.7 – Intégrale de l'erreur quadratique de poursuite en vitesse ($\tau_L = 0$).

Annexe C

Article sur la comparaison
expérimentale de lois de commande non
linéaires soumis à CIFA 2002

Comparaison expérimentale de lois de commande non linéaires sur un benchmark de machine asynchrone

R. ALVAREZ SALAS^{1 †}, E. MENDES², R. ORTEGA³, J. M. DION¹, L. DUGARD¹

¹Laboratoire d'Automatique de Grenoble, CNRS/INPG/UJF
ENSIEG BP 46, 38402 Saint Martin d'Hères Cedex, France

²Laboratoire de Génie Electrique de Paris, CNRS/SUPÉLEC/Universités Paris XI et Paris VI
Plateau de Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette Cedex, France

³Laboratoire des Signaux et Systèmes, CNRS/SUPÉLEC
Plateau de Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette Cedex, France

{Ricardo.Alvarez-Salas, Jean-Michel.Dion, Luc.Dugard}@inpg.fr, Mendes@lgep.supelec.fr, Romeo.Ortega@lss.supelec.fr
http://www.lag.ensieg.inpg.fr, www.lgep.supelec.fr, www.lss.supelec.fr

[†]L'auteur est supporté par le CONACYT México.

Résumé— Cet article présente une comparaison de lois de commande non linéaires sur un benchmark de commande de machine asynchrone. Les algorithmes choisis font appel à des techniques de commande non linéaire : passivité, linéarisation entrée-sortie, modes glissants et backstepping. Les essais sont effectués sur un banc d'essai industriel.

Les résultats expérimentaux mettent en évidence les caractéristiques des différentes lois de commande.

Mots-clés— Machine Asynchrone, Commande, Passivité, Linéarisation, Modes Glissants, Backstepping, Commande Vectorielle.

I. INTRODUCTION

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause de caractéristiques de la machine asynchrone : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance et au développement de processeurs très puissants. Ainsi, le variateur asynchrone est devenu un actionneur électrique très intéressant pour de nombreuses applications industrielles. Cependant, la machine asynchrone pose un certain nombre des problèmes de commande à cause de ses caractéristiques : système non linéaire, multivariable et fortement couplé, dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge. De plus, certaines variables ne sont pas mesurables, notamment les flux, ce qui implique l'utilisation d'estimateurs pour la commande [1], [2].

A l'initiative du Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEPE) et du Laboratoire des Signaux et Systèmes (LSS) de Supélec, un benchmark sur la commande de machine asynchrone a été proposé à la communauté internationale dans le but de comparer différentes techniques de commande [3].

Dans cet article, on reprend ce benchmark pour comparer les lois de commande suivantes :

- Commande basée sur la passivité (CBP),
- Commande par linéarisation entrée-sortie (CLES),

- Commande par modes glissants (CMG),
- Commande par backstepping (CB),
- Commande vectorielle directe à flux orienté (FOC).

Dans la section II, le modèle du procédé est donné. Le benchmark est présenté dans la section III. Les différentes lois de commande étudiées sont données dans la section IV. La comparaison des performances des algorithmes est présentée dans la section V. Quelques conclusions terminent cette communication.

II. MODÈLE

Nous considérons ici le modèle diphasé de la machine dans le repère (d, q) :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_s &= -[\gamma I_2 + \omega_a J_2]i_s + \left[\frac{K}{T_r}I_2 - p\omega K J_2\right]\phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}u_s \\ \frac{d}{dt}\phi_r &= \frac{M}{T_r}i_s - \left[\frac{1}{T_r}I_2 + (\omega_a - p\omega)J_2\right]\phi_r \\ \frac{d}{dt}\omega &= \frac{1}{J}(\tau - \tau_L) = \frac{pM}{JL_r}i_s^T J_2 \phi_r - \frac{1}{J}\tau_L \end{aligned}$$

avec le vecteur des courants statoriques $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$, le vecteur des flux rotoriques $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$, le vecteur des tensions statoriques $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$, $\omega = \frac{d}{dt}\theta$ où θ est la position mécanique angulaire du rotor, $\omega_a = \frac{d}{dt}\theta_a$ où θ_a est l'angle de changement de repère, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $\gamma = \frac{R_r}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$, I_2 est la matrice identité 2×2 et $J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

III. BENCHMARK

Dans ce paragraphe, on présente le benchmark sur la commande de machine asynchrone. Les paramètres de la machine sont donnés dans le tableau I et considérons que :

1 Les courants statoriques i_s , la vitesse du rotor ω et la position θ sont mesurables.

Description	Notation	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_N	1.1	kW
Vitesse nominale	ω_N	70	rad/s
Couple nominal	τ_N	7	Nm
Résistance statorique	R_s	8.0	Ω
Résistance rotorique	R_r	4.0	Ω
Inductance mutuelle	M	0.44	H
Inductance statorique	L_s	0.47	H
Inductance rotorique	L_r	0.47	H
Coefficient de fuites totales	σ	0.12	
Inertie de l'ensemble tournant	J	0.04	kgm^2
Nombre de paire de pôles	p	2	

TABLE I
PARAMÈTRES DE LA MACHINE DU LGEP.

2 Tous les paramètres de la machine sont exactement connus, sauf la constante de temps rotorique qui varie au cours de temps.

3 Le couple de charge τ_L est inconnu.

4 La valeur maximale de la norme du vecteur de tension diphasé u_s appliqué à la machine est de 210 V et la valeur maximale de la norme du vecteur de courant i_s est de 12 A. Le premier objectif de commande est le suivi de profils de vitesse et de la norme du flux indiqués sur la figure 1. Les profils correspondent à la consigne de vitesse ω^* , à la consigne de flux rotorique β^* , ainsi qu'au couple de charge τ_L , et à la valeur de la résistance rotorique R_r , respectivement.

Ce benchmark permet de mettre en évidence les capacités des algorithmes de commande pour la poursuite de vitesse à différents régimes : basse vitesse, vitesse nominale, survitesse, avec couple de charge et en présence de variations de la résistance rotorique.

Le deuxième objectif de commande concerne le suivi de profil en position dont la consigne θ^* est donnée par la figure 2. Le flux et la résistance rotorique ont les valeurs nominales, le couple de charge τ_L est à 50 % de sa valeur nominale.

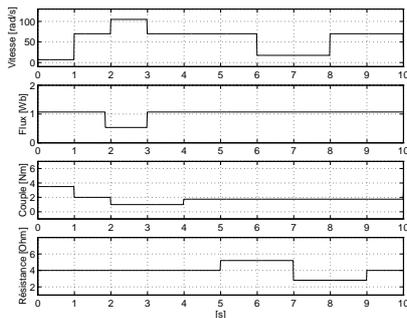


Fig. 1. Trajectoires de référence pour le premier objectif de commande.

Afin de travailler sur des profils de consigne de vitesse, position et flux dérivables, ceux-ci sont préalablement filtrés par des filtres linéaires. Pour la consigne de vitesse ω^* et de position θ^* , un filtre du second ordre de constante de temps égale à 60 ms et de facteur d'amortissement 1 a été

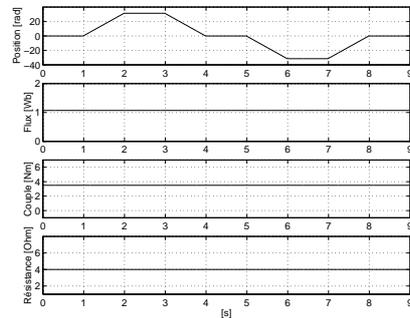


Fig. 2. Trajectoires de référence pour le deuxième objectif de commande.

implanté, donnant ainsi les consignes de vitesse filtrée ω_d et de position filtrée θ_d respectivement. De même, la consigne de flux β^* a été filtrée à l'aide d'un filtre du premier ordre de constante de temps égale à 40 ms et de facteur d'amortissement 1 pour obtenir la consigne de flux filtrée β_d .

IV. LOIS DE COMMANDE

Tous les algorithmes ont été implantés dans le repère (d, q) du flux rotorique.

Pour la commande CBP, l'angle de changement de repère θ_a est donné par :

$$\begin{aligned}\theta_a &= p\theta + \rho_d \\ \dot{\rho}_d &= \frac{R_r}{p\beta_d^2}\tau_d, \quad \rho_d(0) = 0\end{aligned}$$

Pour les autres lois de commande, l'estimateur du flux en boucle ouverte dans le repère (d, q) est utilisé pour obtenir l'estimé $\hat{\phi}_{rd}$ de ϕ_{rd} et l'estimé $\hat{\theta}_a$ de θ_a :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{rd} &= \frac{M}{T_r}\hat{i}_{sd} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{rd} \\ \dot{\omega}_a &= \dot{\hat{\theta}}_a = p\omega + \frac{M}{T_r}\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{\phi}_{rd}}\end{aligned}$$

avec $\hat{i}_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \sin(\hat{\theta}_a)$, $\hat{i}_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \cos(\hat{\theta}_a)$, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les courants statoriques dans le repère (α, β) fixe par rapport au stator.

Les algorithmes de commande mis en oeuvre sont les suivants :

A. Commande basée sur la passivité (CBP)

Il a été montré dans [4] qu'il y a deux façons pour synthétiser une loi de commande basée sur la passivité pour la machine asynchrone qui fournit un comportement globalement stable : la CBP avec modélisation de l'énergie totale et la CBP à boucles imbriquées (en cascade). La dernière est plus simple et n'a pas besoin d'observateur de flux. La CBP à boucles imbriquées est l'algorithme qui a été choisi dans ce travail.

La loi de commande est donnée par :

$$u = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_d + \sigma L_s [\omega_a J_2 + \gamma L_2] i_d$$

$$- \sigma L_s \left[\frac{K}{T_r} I_2 - p\omega K J_2 \right] \phi_d - k_{pi} \dot{i}_s - k_{ii} \int_0^t \dot{i}_s dt \quad (1)$$

où $\dot{i}_s = i_s - i_d$, $\phi_d = [\beta_d, 0]^T$ est la consigne de flux et la consigne de courant est :

$$i_d = \begin{bmatrix} i_d^d \\ i_d^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} \beta_d + \frac{L_r}{M R_r} \dot{\beta}_d \\ \frac{L_r}{p M \beta_d} \tau_d \end{bmatrix}$$

Le correcteur de vitesse qui élabore la consigne de couple τ_d est donné par :

$$\begin{aligned} \tau_d &= J \dot{\omega}_d - z + \tau_L \\ \dot{z} &= -az + b(\omega - \omega_d) \end{aligned}$$

où k_{pi} , k_{ii} , a et b sont les paramètres de réglage.

La loi de commande en vitesse peut être étendue pour la commande en position. Les courants et flux sont commandés de la même façon que précédemment, seul le correcteur de vitesse est remplacé maintenant par le correcteur de position suivant :

$$\begin{aligned} \tau_d &= J \dot{\omega}_d - z - f_p(\theta - \theta_d) + \tau_L \\ \dot{z} &= -az + b(\omega - \omega_d) \end{aligned}$$

Alors la convergence asymptotique globale vers la position désirée est assurée pour toutes valeurs positives de a , b et f_p [4].

B. Commande par linéarisation entrée-sortie (CLES)

Nous présentons ici la commande par linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone [5]. Le retour d'état suivant permet de linéariser le comportement entrée-sortie en boucle fermée du système :

$$\begin{aligned} u &= D^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1 + v_1 \\ -L_f^2 h_2 + v_2 \end{bmatrix} \quad (2) \\ L_f h_1 &= -\frac{pM}{L_r} \phi_{rd} \left[(\gamma + \frac{1}{T_r}) i_{sq} + p\omega(i_{sd} + K \phi_{rd}) \right] \\ L_f^2 h_2 &= \frac{2}{T_r} [M p \omega \phi_{rd} i_{sq} - M (\gamma + \frac{3}{T_r}) \phi_{rd} i_{sd} \\ &+ \frac{1}{T_r} (MK + 2) \phi_{rd}^2 + \frac{M^2}{T_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)] \\ D &= \begin{bmatrix} 0 & pK \phi_{rd} \\ 2R_r K \phi_{rd} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

On suppose la matrice de découplage D inversible.

Les entrées v_1 et v_2 peuvent être calculées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{\tau}_d + k_{p1} e_\tau + k_{i1} \int_0^t e_\tau dt \\ v_2 &= \dot{\beta}_d + k_{d2} \dot{e}_\phi + k_{p2} e_\phi + k_{i2} \int_0^t e_\phi dt \end{aligned}$$

où $e_\tau = \tau_d - \tau$ et $e_\phi = \beta_d - \phi_{rd}^2$. Un choix approprié des gains k_{p1} , k_{i1} , k_{d2} , k_{p2} et k_{i2} permet d'assurer la convergence exponentielle des erreurs de poursuite e_τ et e_ϕ .

Afin de contrôler la vitesse et de compenser des variations de couple de charge, on utilise un correcteur PI qui donne τ_d :

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + J k_p e_\omega + \hat{\tau}_L, \quad \dot{\hat{\tau}}_L = J k_i e_\omega$$

où $e_\omega = \omega_d - \omega$, k_p et k_i sont calculés de façon à imposer la dynamique voulue à l'erreur e_ω .

Pour contrôler la position θ on utilise un correcteur PID :

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + J k_d e_\omega + J k_p e_\theta + \hat{\tau}_L, \quad \dot{\hat{\tau}}_L = J k_i e_\theta$$

avec $e_\theta = \theta_d - \theta$, k_d , k_p et k_i sont des constantes.

C. Commande par modes glissants (CMG)

Considérons les surfaces de glissement $S_1 = 0$ et $S_2 = 0$ [6] :

$$S_1 = a_1 z_1 + z_2, \quad S_2 = a_2 x_1 + a_3 x_2 + a_4 x_3$$

où $z_1 = \hat{\phi}_{rd} - \beta_d$, $z_2 = \dot{\hat{\phi}}_{rd} - \dot{\beta}_d$, $x_1 = \theta - \int \omega_d dt$, $x_2 = \omega - \omega_d$ et $x_3 = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d$.

La loi de commande est donnée par :

$$u = \begin{bmatrix} -k_1 \text{sat} \left(\frac{S_1}{\mu_1} \right) \\ -k_2 \text{sat} \left(\frac{S_2}{\mu_2} \right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

où a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , k_1 , k_2 , μ_1 et μ_2 sont les paramètres de réglage et

$$\text{sat} \left(\frac{S_i}{\mu_i} \right) = \begin{cases} \text{sign} \left(\frac{S_i}{\mu_i} \right) & \text{pour } \left| \frac{S_i}{\mu_i} \right| > 1 \\ \frac{S_i}{\mu_i} & \text{pour } \left| \frac{S_i}{\mu_i} \right| \leq 1 \end{cases}$$

$\text{sign}(\cdot)$ étant la fonction sign classique.

D. Commande par backstepping (CB)

La loi de commande basée sur la technique backstepping [7] développée ici est une adaptation de celle proposée dans [8], [9] pour la tester sur le benchmark.

La loi de commande non linéaire est donnée par :

$$u = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_\tau e_\tau + e_\omega \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (4)$$

où

$$C = \begin{bmatrix} 0 & pK \phi_{rd} \\ 2R_r K \phi_{rd} & 0 \end{bmatrix}$$

$$v_d = \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \left[(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{k_\omega}{J}) + p\omega i_{sd} + K \phi_{rd} \right]$$

$$+ \frac{k_\omega}{J} \tau_L + J \ddot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d$$

$$\begin{aligned} v_q &= \frac{2M}{T_r} \left[(\gamma + \frac{3}{T_r} - k_\phi) \phi_{rd} i_{sd} - (\frac{K}{T_r} + \frac{1}{M} (\frac{2}{T_r} - k_\phi)) \phi_{rd}^2 \right. \\ &\left. - \frac{M}{T_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) - p\omega \phi_{rd} i_{sq} \right] + k_\phi \dot{\beta}_d + \dot{\beta}_d \end{aligned}$$

$$e_\omega = \omega_d - \omega, \quad e_\tau = \tau_d - \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq}, \quad e_\phi = \beta_d - \phi_{rd}^2, \quad e_i = u_i - \frac{2M}{T_r} \phi_{rd} i_{sd} \text{ avec}$$

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + \tau_L + k_\omega e_\omega, \quad u_i = \dot{\beta}_d + \frac{2}{T_r} \phi_{rd}^2 + k_\phi e_\phi$$

k_ω , k_τ , k_ϕ et k_i sont les paramètres de réglage. Nous supposons la matrice C inversible. Cet algorithme permet d'assurer la poursuite exponentielle de la vitesse du rotor et

de la norme du flux rotorique au carré en garantissant que tous les signaux internes sont uniformément bornés.

La loi de commande peut être étendue pour la poursuite en position. Nous définissons d'abord l'erreur de poursuite de position $e_\theta = \theta_d - \theta$ et l'erreur de poursuite en position filtrée $r = \dot{e}_\theta + \alpha e_\theta$. On peut montrer qu'en choisissant u et τ_d dans la loi commande pour la poursuite en vitesse de la manière suivante :

$$u = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_r e_r + r \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\tau_d = J\ddot{\theta}_d + \tau_L + \alpha(\dot{\theta}_d - \omega) + k_\theta r$$

où v_d est modifiée comme suit :

$$v_d = \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} \left(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{\alpha + k_\theta}{J} \right) i_{sq} + p\omega(i_{sd} + K\phi_{rd}) \\ + \alpha k_\theta \omega + \frac{\alpha + k_\theta}{J} \tau_L + J\theta_d^{(3)} + (\alpha + k_\theta)\ddot{\theta}_d + \alpha k_\theta \dot{\theta}_d$$

la poursuite en position exponentielle pour toutes les valeurs positives de α , k_θ , k_r , k_ϕ , k_i est obtenue.

E. Commande vectorielle directe à flux orienté (FOC)

L'algorithme mis en oeuvre est une commande vectorielle directe du type développé dans [10], [2].

V. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Le banc d'essai du LGEP consiste en une machine asynchrone à cage chargée par un frein à poudre. La machine est alimentée par l'intermédiaire d'un onduleur de tension avec les caractéristiques suivantes : transistors de type IGBT, fréquence de découpage de 13 kHz, courant maximum 12 A et tension d'alimentation de 300 V. L'onduleur est commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

L'algorithme de commande et la MLI sont implantés sur un PC Pentium II fonctionnant à 500 MHz sous RTiC-Lab/RTLinux [11]. Comme ordre de grandeur de temps de calcul, on peut indiquer que la commande CBP avec la génération de consignes et la MLI prend environ 11.7 μs .

Les périodes d'échantillonnage ont été fixées comme suit : 76.6 μs pour les boucles de courants (égale à la période de fonctionnement de l'onduleur), 153.2 μs pour les boucles de flux, de vitesse et de position.

La conception des correcteurs pour les différentes lois de commande n'est pas toujours aisée car les correcteurs ne présentent pas les mêmes structures et ne disposent donc pas des mêmes paramètres de réglage. Nous avons donc essayé de définir des critères de performances communs lorsque cela a été possible. Les dynamiques de régulation ont été choisies de manière à rendre comparables les résultats obtenus.

Les commandes CBP et CB ont besoin de la connaissance du couple de charge, nous avons utilisé un terme intégral pour l'estimer : $\hat{\tau}_L = \gamma_{\tau_L} e$ où $e = e_\omega = \omega_d - \omega$ pour la poursuite en vitesse, $e = e_\theta = \theta_d - \theta$ pour la poursuite en position et $\gamma_{\tau_L} > 0$.

Les gains des correcteurs de vitesse pour les commandes CBP, CLES et FOC ont été choisis de telle sorte que la dynamique de l'erreur de poursuite en vitesse se comporte

comme un système du second ordre : $\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1 = 0$. Nous avons considéré que le temps de réponse T_{rep} du système du second ordre, à 95% de la valeur finale, est défini par $T_{rep} \approx 5\tau_0$ avec un facteur d'amortissement $\zeta = 1$. Le correcteur de vitesse de la commande CBP (2) utilise un filtre linéaire qui donne z où le paramètre a est l'inverse de la constante de temps du filtre, qui doit être petite par rapport aux dynamiques souhaitées.

Pour la commande CMG, les paramètres de réglage ont été choisis de manière à obtenir une erreur de poursuite du même ordre de grandeur que pour les commandes CBP, CLES et FOC. Pour réduire le broutement sur la commande, on a utilisé des filtres linéaires : $T_{ud}\dot{u}_{sd} + u_{sd} = -k_1 \text{sat}(S_1/\mu_1)$ et $T_{uq}\dot{u}_{sq} + u_{sq} = -k_2 \text{sat}(S_2/\mu_2)$ où T_{ud} et T_{uq} sont des constantes de temps.

Pour la commande CB la sélection des gains a aussi été faite en fonction de l'ordre de grandeur de l'erreur de poursuite.

Dans les commandes CBP et FOC, il existe deux boucles internes de courant ramenées à des dynamiques du second ordre. Les gains des correcteurs ont été pris de façon à obtenir un temps de réponse de 2 ms.

Pour les commandes CLES et FOC, le temps de réponse imposé aux boucles de flux a été pris égal à 25 ms, bien que la dynamique du flux pour la commande FOC soit du second ordre et celle de la commande CLES du troisième ordre.

La dynamique de couple étant fixée, en commande FOC, par la dynamique de i_{sq} , celle de la commande CLES a été prise du même ordre de grandeur que cette dernière.

Les gains des correcteurs de position pour les commandes CBP, CLES et FOC ont été choisis de manière à ce que la dynamique de l'erreur de poursuite en position se comporte comme un système du troisième ordre : $(\tau_0 p + 1)(\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1) = 0$. Cette fois-ci, nous avons considéré que le temps de réponse T_{rep} du système de troisième ordre, à 95% de la valeur finale, est défini par $T_{rep} \approx 7\tau_0$ avec un facteur d'amortissement $\zeta = 1$. Pour régler les paramètres des commandes CMG et CB, nous avons considéré les mêmes critères que précédemment.

Les choix effectués sont récapitulés dans le tableau II.

Nous présentons les résultats pour le premier objectif de commande du benchmark (figure 1) sur les figures 3 et 4. La figure 3 montre, d'une part, la référence filtrée de vitesse, et d'autre part l'erreur de poursuite en vitesse pour les cinq lois de commandes. A la vue de ces courbes, on remarque que cette poursuite est obtenue avec des performances satisfaisantes malgré l'application de couple de charge et des variations de la résistance rotorique, dans presque tous les cas, sauf aux moments des fortes variations de vitesse. La valeur maximale de l'erreur de poursuite en vitesse est égale à 15 % de la vitesse nominale en survitesse pour les cinq algorithmes. Cependant, l'erreur devient inférieure à 1.5 % environ de la vitesse nominale la plupart du temps pour les commandes CBP, CLES, CB et FOC, on peut également observer que le broutement sur l'erreur pour la commande CMG est assez important.

La figure 4 présente les grandeurs électriques relevées, d'une part la norme du courant statorique et d'autre part la norme de la tension statorique. On note que le meilleur contrôle est réalisé par l'algorithme CBP suivi de la com-

Correcteur de i_s			Correcteur de vitesse			
T_{rep}	k_{pi}	k_{ii}	T_{rep}	a	b	γ_{rL}
2 ms	50	2.5	300 ms	500	800	16
Correcteur de position						
T_{rep}	a	b	f_p	γ_{rL}		
300 ms	500	1395	64.8	503		
Commande CBP						
Correcteur de couple			Correcteur de flux			
T_{rep}	k_{pi}	k_{ii}	T_{rep}	k_{p2}	k_{i2}	k_{d2}
5 ms	2000	76.6	25 ms	2.3×10^6	3300	840
Correcteur de vitesse			Correcteur de position			
T_{rep}	k_p	k_i	T_{rep}	k_p	k_i	k_d
300 ms	40	2	300 ms	240	5	24
Commande CLES						
Correcteur de vitesse						
k_1	k_2	μ_1	μ_2	a_1	a_2	a_3
120	220	0.1	10	150	0	400
Correcteur de position						
k_1	k_2	μ_1	μ_2	a_1	a_2	a_3
120	220	0.1	10	150	400	4
Commande CMG						
Correcteur de vitesse						
k_w	k_r	k_ϕ	k_i	γ_{rL}		
15	200	200	200	10		
Correcteur de position						
k_θ	α	k_r	k_ϕ	k_i	γ_{rL}	
10	5	200	200	200	100	
Commande CB						
Correcteur de i_s			Correcteur de flux			
T_{rep}	$k_{pd}(k_{pa})$	$k_{id}(k_{iq})$	T_{rep}	$k_{p\phi}$	$k_{i\phi}$	
2 ms	50	2.5	25 ms	400	6.13	
Correcteur de vitesse			Correcteur de position			
T_{rep}	$k_{p\omega}$	$k_{i\omega}$	T_{rep}	$k_{p\theta}$	$k_{i\theta}$	$k_{d\theta}$
300 ms	40	2	300 ms	240	5	24
Commande FOC						

TABLE II
PARAMÈTRES DE RÉGLAGE DE CORRECTEURS.

mande FOC. En outre, on voit sur le tracé de la norme de la tension statorique des commandes CLES, CMG et CB qu'elles imposent une tension assez élevée entre les instants $t = 1$ s et $t = 6$ s, puis entre $t = 8$ s et $t = 10$ s, l'onduleur délivre sa tension maximale. On peut également constater l'extrême sensibilité de la commandes CLES vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique, surtout lorsque la résistance est sous-estimée (entre les instants $t = 7$ s et $t = 9$ s). En ce qui concerne la commande CMG, la norme de la tension reste assez bruitée bien que l'on ait filtré les tensions u_{sd} et u_{sq} . De plus, les commandes CMG et CB font apparaître des pics de courant en $t = 1$ s qui peuvent atteindre plus de 12 A contre 10 A environ pour les algorithmes CBP, CLES et FOC. Le relevé de la norme du courant statorique de la commande CMG permet également de constater que le courant est plus élevé que pour les autres algorithmes même en régime permanent. Cela entraîne des pertes importantes dans la machine.

Les résultats pour le deuxième objectif de commande du benchmark (figure 2) sont donnés sur les figures 5 et 6. La figure 5 montre la référence filtrée de position et l'erreur de poursuite en position pour les cinq algorithmes. La figure 6 montre la norme du courant statorique et la norme de la tension statorique relevées. De façon générale, on peut dire que les résultats de poursuite en position corroborent les bonnes performances de la commande CBP par rapport

aux autres algorithmes.

Enfin, après avoir effectué les essais comparatifs concernant les différentes techniques étudiées, nous récapitulons de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau III, où un signe “+” correspond à un meilleur comportement par rapport au critère indiqué et un signe “-” indique un comportement peu satisfaisant.

Critères de comparaison	Lois de commande				
	CBP	CLES	CMG	CB	FOC
Réponse transitoire	++	-	--	-	+
Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques résistives	++	--	-	-	+
Facilité de réglage	++	--	-	---	+
Simplicité	++	+	++	-	+

TABLE III
TABLEAU COMPARATIF DES LOIS DE COMMANDE.

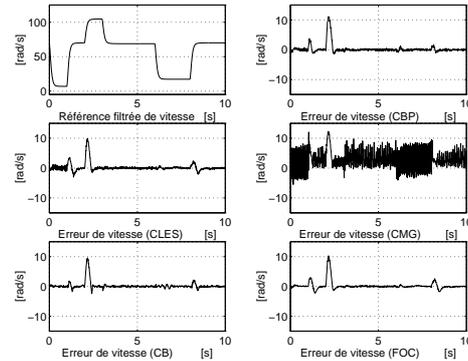


Fig. 3. Référence filtrée de vitesse et erreurs de poursuite en vitesse.

VI. CONCLUSION

On a comparé cinq lois de commande sur banc expérimental. La relative faiblesse des commandes CLES, CMG, CB et FOC réside dans la nécessité de connaître tout le vecteur d'état. De plus, ces lois de commande ne sont pas définies globalement. Néanmoins, l'utilisation d'un observateur de flux plutôt qu'un simple estimateur, bien qu'elle accroisse la complexité des algorithmes d'estimation et le temps de calcul, s'avère plus intéressante lorsqu'il s'agit d'améliorer l'estimation vis-à-vis des variations paramétriques, notamment du type résistif.

On a constaté les bonnes performances de la commande CBP par rapport aux autres algorithmes. Un des ses atouts est qu'elle ne nécessite pas l'estimation du flux.

Afin de comparer plus en avant les performances de la commande CBP par rapport aux autres algorithmes présentés ici, on pourrait remplacer la CBP à boucles imbriquées par l'algorithme CBP avec modélisation de l'énergie totale et utiliser un observateur de flux réglé de manière identique dans les cinq algorithmes.

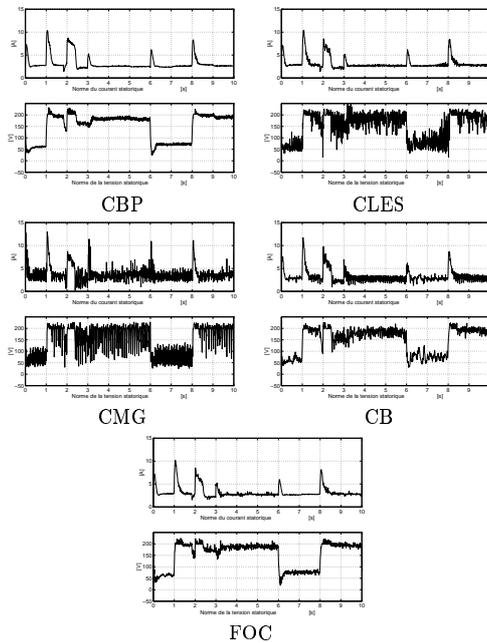


Fig. 4. Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.

VII. REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé dans le cadre du GDR CNRS Automatique-Electrotechnique.

RÉFÉRENCES

- [1] C. Canudas (Coordonnateur). *Commande des Moteurs Asynchrones*, volume 1 et 2. Hermès, 2000.
- [2] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, 2nd edition, 1996.
- [3] R. Ortega, G. Asher, et E. Mendes (Guest Editors). Special issue : Nonlinear control of induction motors. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, 14 :157–170, March 2000.
- [4] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, et H. Sira-Ramirez. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*. Springer Verlag, 1998.
- [5] T. von Raumer. Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1994.
- [6] B. Aloliwi, H. K. Khalil, et E. G. Strangas. Robust speed control of induction motors : Application to a benchmark example. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, 14 :157–170, March 2000.
- [7] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, et P. Kokotovic. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley & Sons, 1995.
- [8] P. Aquino, M. Feemster, D. M. Dawson, et A. Behal. Adaptive partial state feedback control of the induction motor : Elimination of rotor flux and rotor velocity measurements. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, 14 :157–170, March 2000.
- [9] D. M. Dawson, J. Hu, et T. C. Burg. *Nonlinear Control of Electric Machinery*. Marcel Dekker, 1998.
- [10] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to new TRANSVEKTOR closed loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, 34 :217–220, 1972.
- [11] E. F. Hilton. Manual for the real time control laboratory, RTiC-Lab. [http : //www.rtinuz.org](http://www.rtinuz.org), 2000.

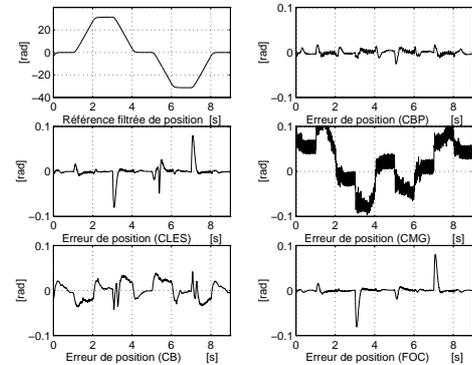


Fig. 5. Référence filtrée de position et erreurs de poursuite en position.

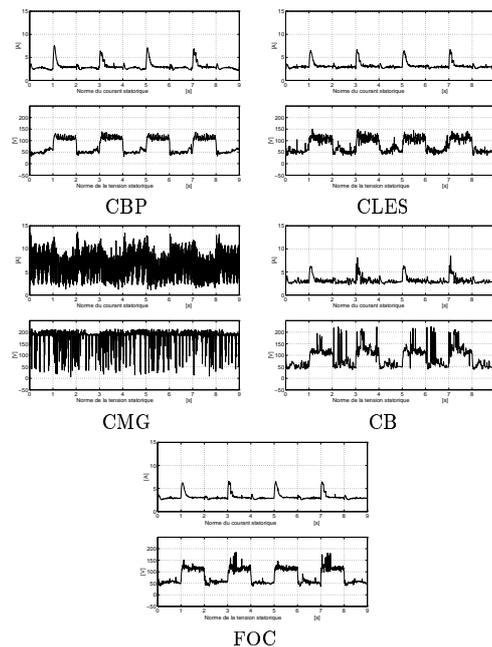


Fig. 6. Norme du courant statorique et norme de la tension statorique.

Bibliographie

- [1] B. Aloliwi, H. K. Khalil, and E. G. Strangas. Robust speed control of induction motors : Application to a benchmark example. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 14 :157–170, March 2000.
- [2] R. Alvarez-Salas, J. M. Dion, L. Dugard, and D. Roye. Comparaison expérimentale d’observateurs pour machine asynchrone sur le banc d’essais du LAG. *CIFA. Lille, France*, pages 471–476, Juillet 2000.
- [3] R. Alvarez-Salas, J. M. Dion, L. Dugard, and D. Roye. Real-time sliding mode control : Some experiments on an induction motor test benchmark. *IAR Annual Meeting. Nancy, France*, 1 :15–20, Novembre 2000.
- [4] R. Alvarez-Salas, J. M. Dion, L. Dugard, and D. Roye. Banc d’essais machine asynchrone du laboratoire d’automatique de grenoble et protocoles expérimentaux : Benchmark traction. *JESA*, 2002 (A paraître).
- [5] R. Alvarez-Salas, J. M. Dion, L. Dugard, and D. Roye. Commande non linéaire avec observateur de machine asynchrone. *JESA*, 2002 (A paraître).
- [6] M. Andreas-Purwoadi. Réglage non linéaire du variateur de vitesse sans capteur mécanique. Thèse de Doctorat. Laboratoire d’Electrotechnique et d’Electronique Industrielle de l’ENSEEIH, Juin 1996.
- [7] P. Aquino, M. Feemster, D. M. Dawson, and A. Behal. Adaptive partial state feedback control of the induction motor : Elimination of rotor flux and rotor velocity measurements. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 14 :157–170, March 2000.
- [8] I. C. Baik, K. H. Kim, and M. J. Youn. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 8(1) :47–54, January 2000.

- [9] J. P. Barbot, M. Djemai, T. Boukhobza, and A. Glumineau. *Observateur Non Linéaire de Type Mode Glissants : Application à la Machine Asynchrone, chapitre 4*, pages 219–284. *Commande des Moteurs Asynchrones*, vol. 2. Hermès, 2000.
- [10] J. Barnier, T. Blanc, L. Dugard, and D. Lubineau. Plate-forme expérimentale moteur asynchrone. *Rapport LAG 99-054*, 1999.
- [11] A. Bellini, G. Figalli, and G. Ulivi. Analysis and design of a microcomputer-based observer for an induction machine. *Automatica*, 24(4) :549–555, 1988.
- [12] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet, and M. Tadjine. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(1) :128–138, February 1999.
- [13] G. Besançon. Contribution à l'étude et à l'observation des systèmes non linéaires avec recours au calcul formel. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 1996.
- [14] F. Blaschke. The principle of field orientation as applied to new TRANSVEKTOR closed loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, 34 :217–220, 1972.
- [15] G. Bornard, F. Celle-Couenne, and G. Gilles. *Observabilité et Observateurs, chapitre 5*, pages 177–221. *Systèmes non linéaires 1*. Masson, 1993.
- [16] G. Bornard, J. L. Thomas, and S. Poullain. *Commande Directe de Couple : Cycles Limites Contrôlés sous Contraintes Fréquentielles, chapitre 7*, pages 241–289. *Commande des Moteurs Asynchrones*, vol. 1. Hermès, 2000.
- [17] G. Buche. Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK. Mémoire CNAM, Mars 2001.
- [18] K. Busawon, M. Farza, and H. Hammouri. Observer design for a special class of nonlinear systems. *International Journal of Control*, 71(3) :405–418, 1998.
- [19] C. Canudas de Wit and J. Ramirez. Optimal torque control for current-fed induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(5), 1999.
- [20] J. P. Caron and J. P. Hautier. *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*. Editions Technip, 1995.
- [21] R. Castro-Linares, Jm. Alvarez-Gallegos, and V. Vasquez-Lopez. A reduced order nonlinear controller-observer scheme for the control of induction motors. *IFAC NOLCOS*, pages 303–308, 1998.

- [22] C. Cecati and N. Rotondale. Torque and speed regulation of induction motors using the passivity theory approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 46(1) :119–127, February 1999.
- [23] G. W. Chang. Sur la commande non linéaire des machines électriques : Synchrones et asynchrones. Thèse de Doctorat. Université de Paris Sud, Septembre 1999.
- [24] J. Chatelain. *Machines Electriques*. Presses Polytechniques Romandes, 1990.
- [25] J. Chiasson. Dynamic feedback linearization of the induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(10), October 1993.
- [26] J. Chiasson. A new approach to dynamic feedback linearization control of the induction motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(3), March 1998.
- [27] C. Canudas (Coordonnateur). *Commande des Moteurs Asynchrones*, volume 1 et 2. Hermès, 2000.
- [28] D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg. *Nonlinear Control of Electric Machinery*. Marcel Dekker, 1998.
- [29] J. De Leon, A. Glumineau, and G. Schreier. Cascade nonlinear observer for induction motors. *IEEE Conference on Control Applications. Anchorage, Alaska*, pages 623–628, 2000.
- [30] J. De Leon-Morales, J. G. Alvarez-Leal, R. Castro-Linares, and Ja. Alvarez-Gallegos. Control of a flexible joint robot manipulator via a non-linear control-observer scheme. *International Journal of Control*, 74(3) :290–302, 2001.
- [31] A. De Luca and G. Ulivi. Design of an exact nonlinear controller for induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 34(12) :1304–1307, December 1989.
- [32] J. M. Dion, L. Dugard, R. Alvarez-Salas, and D. Roye. Comparaison de quelques lois de commande et observateurs sur un benchmark de moteur asynchrone. *CIMASI. Casablanca, Maroc*, 1, Octobre 2000.
- [33] M. Djemai, J. Hernandez, and J. P. Barbot. Nonlinear control with flux observer of a singularly perturbed induction motor. *32nd IEEE Conference on Decision and Control. San Antonio, Texas USA*, pages 3391–3396, December 1993.
- [34] F. Esfandiari and H. K. Khalil. Output feedback stabilization of fully linearizable systems. *International Journal of Control*, 56(5) :1007–1037, 1992.

- [35] G. Espinosa and R. Ortega. State observers are unnecessary for induction motor control. *Systems & Control Letters*, 23(5) :315–323, 1994.
- [36] G. Espinosa-Pérez and R. Ortega. An output feedback globally stable controller for induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(1) :138–143, January 1995.
- [37] G. Espinosa-Pérez, R. Ortega, and P. J. Nicklasson. Torque and flux tracking of induction motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 7(1) :1–9, 1997.
- [38] M. Feemster, D. M. Dawson, P. Aquino, and D. Haste. Adaptive partial state feedback control of the induction motor : Elimination of rotor flux and rotor velocity measurements. *37th IEEE Conference on Decision and Control. Tampa, Florida*, pages 977–982, 1998.
- [39] T. Floquet. Contributions à la commande par modes glissants d’ordre supérieur. Thèse de Doctorat. Université des Sciences et Technologie de Lille, Décembre 2000.
- [40] T. Floquet and W. Perruquetti. Commande par mode glissant d’ordre deux pour la machine asynchrone. *CIFA. Lille, France*, 1 :477–482, Juillet 2000.
- [41] G. Garcia-Soto. Etude et mise en oeuvre d’estimateurs et d’observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement. Thèse de Doctorat. Université Paris XI, Octobre 1998.
- [42] G. Garcia-Soto, E. Mendes, and A. Razek. Adaptive variable structure rotor flux observer for an induction motor. *Power Electronics and Variable Speed Drives Conference (PEVD). London, U. K.*, pages 318–323, September 1998.
- [43] G. Garcia-Soto, E. Mendes, and A. Razek. Reduced-order observers for rotor flux, rotor resistance and speed estimation for vector controlled induction motor drives using extended Kalman filter technique. *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, 146(3) :282–288, May 1999.
- [44] A. Glumineau, M. Hamy, C. Lanier, and C. H. Moog. Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques. *International Journal of Control*, 58(5) :979–990, 1993.
- [45] A. Glumineau, L. C. De Souza, and R. Boisliveau. Sliding modes control of the induction motor : A benchmark experimental test. *International School in Automatic Control of Lille. Lille, France*, pages 349–371, September 1999.

- [46] R. Hermann and A. Krener. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(5) :728–740, October 1977.
- [47] J. Y. Hung, W. Gao, and J. C. Hung. Variable structure control : A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1) :2–22, February 1993.
- [48] A. Isidori. *Non Linear Control Systems*. Springer Verlag, 2nd edition, 1995.
- [49] I. Kanellakopoulos, P. T. Krein, and F. Disilvestro. Nonlinear flux-observer-based control of the induction motors. *American Control Conference. Chicago, Illinois*, pages 1700–1704, 1992.
- [50] H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2nd edition, 1996.
- [51] K. Kim, R. Ortega, A. Charara, and J. P. Vilain. Theoretical and experimental comparison of two nonlinear controllers for induction motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 5(3) :338–348, May 1997.
- [52] P. V. Kokotovic, H. K. Khalil, and J. O'Reilly. *Singular Perturbation Methods in Control Systems : Analysis and Design*. Academic Press, 1986.
- [53] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. McGraw Hill, 1987.
- [54] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley & Sons, 1995.
- [55] J. De Leon-Morales, R. Alvarez-Salas, J. M. Dion, and L. Dugard. Observer-based controller for induction motors. 15th *IFAC World Congress. Barcelona, Spain*, 2002.
- [56] J. De Leon-Morales, R. Alvarez-Salas, L. Dugard, and J. M. Dion. Observer-based controller for nonlinear systems. *Note interne LAG*, 2001.
- [57] J. De Leon-Morales, R. Alvarez-Salas, L. Dugard, and J. M. Dion. Observer-based controller for induction motors. *Note interne LAG*, 2001.
- [58] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer Verlag, 2nd edition, 1996.
- [59] D. Lubineau. Commande non linéaire de moteur asynchrone avec observateur. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Avril 1999.
- [60] D. Lubineau, J. M. Dion, L. Dugard, and D. Roye. Design of an advanced nonlinear controller for induction motor and experimental validation on an industrial benchmark. *EPJ Applied Physics*, 9 :165–175, 2000.

- [61] M. Maaziz. Commande prédictive de systèmes non linéaires : Application à la commande asynchrone. Thèse de Doctorat. Université Paris Sud, Septembre 2000.
- [62] N. Madani, M. F. Benkhoris, S. Siala, and M. O. Mahmoudi. Sliding mode control of a asynchronous motor drive. *Power Electronics and Variable Speed Drives Conference (PEVD)*. London, U. K., 1 :341–346, September 1998.
- [63] F. Malrait. Problèmes d’identification et d’observabilité du moteur à induction pour la variation de vitesse industrielle sans capteur. Thèse de Doctorat. Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, Février 2001.
- [64] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi. Adaptive input-output feedback linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(2) :208–221, February 1993.
- [65] P. Martin and P. Rouchon. Two remarks on induction motors. *IMACS Multiconference*. Lille, France, pages 76–79, 1996.
- [66] E. Mendes. Contribution à l’étude de servomoteurs à induction. Etude et mise en oeuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives. Thèse de Doctorat. Université Paris 6, Octobre 1993.
- [67] E. Mendes, G. W. Chang, and R. Ortega. *Commande Basée sur la Passivité de Moteurs Asynchrones, chapitre 1*, pages 15–47. *Commande des Moteurs Asynchrones*, vol. 2. Hermès, 2000.
- [68] S. Monaco and D. Normand-Cyrot. *Quelques éléments sur la Commande Numérique Non Linéaire, chapitre 4*, pages 111–137. *Systèmes non linéaires 3*. Masson, 1993.
- [69] C. El Moucary. Contribution à l’étude de commandes directes du couple et du flux de la machine à induction. Thèse de Doctorat. Université Paris XI, Septembre 2000.
- [70] R. Ortega, G. Asher, and E. Mendes (Guest Editors). Special issue : Nonlinear control of induction motors. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 14 :157–170, March 2000.
- [71] R. Ortega, C. Canudas, and S. I. Seleme. Nonlinear control of induction motors : Torque tracking with unknown load disturbance. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(11) :1675–1680, November 1993.
- [72] R. Ortega and G. Espinosa. A controller design methodology for systems with physical structures : Application to induction motors. *30th IEEE Conference on Decision and Control*. Brighton, England,, pages 2345–2349, 1991.

- [73] R. Ortega and G. Espinosa. Torque regulation of induction motors. *Automatica*, 29(3) :621–633, 1993.
- [74] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramírez. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*. Springer Verlag, 1998.
- [75] R. Ortega, P. J. Nicklasson, and G. Espinosa-Pérez. On speed control of induction motors. *Automatica*, 32(3) :455–460, 1996.
- [76] R. Ortega and D. Taoutaou. On globally stable discrete-time control of current-fed induction motors. *Systems & Control Letters*, 28 :123–128, 1996.
- [77] J. M. Ramirez. Contribution à la commande optimale des machines asynchrones. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1998.
- [78] L. Rossignol, M. Farza, M. M'Saad, J. F. Massieu, and R. Alvarez-Salas. Observer design for a class of nonlinear systems - application to an induction motor. 15th *IFAC World Congress. Barcelona, Spain*, 2002.
- [79] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick-response and high efficiency control strategy of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(5), 1986.
- [80] D. G. Taylor. Nonlinear control of electric machines : An overview. *IEEE Control Systems Magazine*, 14(6) :41–51, December 1994.
- [81] J. L. Thomas. *Problématique Industrielle, chapitre 2*, pages 27–68. Commande des Moteurs Asynchrones, vol. 1. Hermès, 2000.
- [82] V. Utkin. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1) :23–36, February 1993.
- [83] V. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. Taylor & Francis, 1999.
- [84] V. I. Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(2) :212–222, 1977.
- [85] V. I. Utkin. *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Verlag, 1992.
- [86] P. Vas. *Sensorless Vector Control and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [87] G. Verghese and S. Sanders. Observers for flux estimation in induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 35(1) :85–94, February 1988.

-
- [88] T. von Raumer. Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1994.
- [89] T. von Raumer, J. M. Dion, and L. Dugard. Adaptive nonlinear speed control of induction motors. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 7 :435–455, 1993.
- [90] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard, and J. L. Thomas. Applied nonlinear control of an induction motor using digital signal processing. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2(4) :327–335, December 1994.
- [91] K. D. Young, V. I. Utkin, and U. Ozguner. A control engineer’s guide to sliding mode control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(3) :328–342, May 1999.