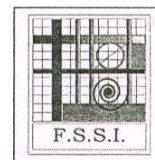


République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
La Recherche Scientifique



UNIVERSITE MOHAMMED KHIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° d'ordre:.....

Série:.....

Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister nouveau régime en

Electrotechnique

Option

Electricité industrielle

-Thème-

**Estimation en ligne de l'état et des paramètres
du moteur asynchrone triphasé**

Par

YAHIA Khaled

Soutenu le :/...../2005

Devant le jury

Président	: Dr S. E. ZOUZOU	Pr	Univ. Biskra
Rapporteur	: Dr A. H. BENAKCHA	M.C	Univ. Biskra
Examineurs	: Dr R. ABEDESSEMED	Pr	Univ. Batna
	Dr A. GOLEA	M.C	Univ. Biskra

Année Universitaire 2004/2005

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du département d'électrotechnique de l'Université de Biskra.

*J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Abdelhamid BENAKCHA**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, Président du Comité scientifique du département d'électronique, pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **Arezki MENACER**, Maître Assistant Chargé de Cours à l'Université de Biskra, pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail à travers ses nombreux conseils et idées éclairées.*

*Je remercie vivement Monsieur **Salah-eddine ZOZOU**, Professeur à l'Université de Biskra, Président du Comité scientifique du département d'électrotechnique, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur, **Rachid ABDESSEMED** Professeur à l'université de Batna, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma gratitude à Monsieur **Amar GOLEA**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, pour avoir accepté de participer au jury d'examen. Je le remercie aussi pour ses fructueuses connaissances et expériences dans le domaine des machines électriques et de leur commande, ses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.*

*Il me tient tout particulièrement à cœur de remercier monsieur **Djamel TAIBI**, Post graduant en électrotechnique à l'Université de Batna pour ses encouragements et son aide, particulièrement, en programmation. qu'il trouve ici toute ma sympathie.*

*Je remercie aussi M^{elle} **Aicha SAADI**, enseignante à l'Université de Biskra qui n'a pas cessé de m'encourager pour pouvoir mener à terme ce travail.*

*Mes remerciements s'adresse aussi à mon ami **Fateh BENCHABANE**, Post graduant en électrotechnique à l'Université de Biskra, pour sa disponibilité et ses qualités humaines.*

*Je remercie également le directeur du laboratoire **LGEB**, Monsieur **Salah-eddine ZOUZOU** et tous les membres de ce laboratoire pour leur aide.*

Je tiens, enfin, à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

A l'âme de mon Père et à ma Mère

A mes Sœurs, mes Frères et mes Proches,

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

Sommaire

Remerciements	I
Dédicace.....	III
Sommaire.....	IV
Notations et symboles	VII
Introduction	1
Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension	
Introduction	4
I. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	5
I.1. Description et principe de fonctionnement.....	5
I.2. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3. Equations de tension en grandeurs de phase	7
I.4. Application de la transformation de <i>Park</i> a la machine asynchrone triphasée.....	9
I.4.1. Transformation de <i>Park</i>	9
I.4.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de <i>Park</i> généralisé.....	11
I.5. Représentation d'état et choix d'un référentiel d'estimation.....	12
I.5.1. Représentation d'état.....	12
I.5.2. Choix d'un référentiel d'estimation	14
I.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lie au stator	15
II. Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
Conclusion.....	18
Chapitre II : Commande de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension	
Introduction.....	19
I. Commande de la machine asynchrone.....	20
I.1. Commande vectorielle à flux rotorique oriente (<i>CV- OFR</i>)	20
a. Commande vectorielle directe.....	21
a.1. Découplage.....	23

a.2. Régulation	25
a.2.1. Régulation des courants	26
a.2.2. Régulation de flux	27
a.2.3. Régulation de vitesse	29
b. Commande vectorielle indirecte	30
II. Commande de l'onduleur	31
II.1. Stratégies des <i>MLI</i> naturelle (sinus-triangle)	32
III. Simulation	34
III.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (<i>CVD</i>)	34
III.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte (<i>CVI</i>)	35
III.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique	
❖ Comparaison entre la <i>CVD</i> et la <i>CVI</i>	37
Conclusion	39

Chapitre III : Filtre de Kalman stochastique d'ordre complet

Introduction	40
I. Observateurs	41
I.1. Principe des observateurs	41
I.2. Classification des observateurs	42
II. Bruit	44
II.1. Bruit d'état	44
II.2. Bruit de mesure	45
III. Filtre de Kalman	45
III.1. Modèle stochastique	45
III.2. Filtre de Kalman standard	48
III.3. Filtre de Kalman étendu	49
III.4. Détermination des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure Q et R	50
IV. Application du filtre de Kalman standard	52
Conclusion	54

Chapitre IV: Commande vectorielle directe sans capteur mécanique du moteur asynchrone

Introduction	55
I. Application du filtre de Kalman étendu au <i>MAS</i> alimenté par un onduleur à <i>MLI</i>	56

I.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état	56
I.2. Deuxième cas: Considération de la vitesse comme un paramètre	59
I.3. Résultats de simulation.....	60
I.3.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état	61
I.3.2. Deuxième cas: Considération de la vitesse comme un paramètre	63
II. Commande vectorielle directe (<i>CVD</i>) sans capteur de vitesse d'un <i>MAS</i> utilisant le filtre de Kalman étendu	64
II.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge	65
II.2. Inversion du sens de rotation	66
II.3. Fonctionnement en mode défluxé.....	68
II.4. Estimation pour des faibles vitesses	70
II.5. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique	72
II.6. Estimation avec injection du bruit de mesure.....	72
II.7. Estimation en présence du bruit de mesure et variation paramétrique	73
Conclusion	74

Chapitre V: Amélioration des performances dynamiques et statiques de la commande vectorielle indirecte

Introduction	75
I. Désorientation de la <i>CVI</i>	76
II. Application du filtre de Kalman étendu au <i>MAS</i> alimenté par le réseau triphasé	77
III. Amélioration des performances dynamiques et statiques d'une <i>CVI</i>	80
Conclusion	86

Conclusion générale

Annexe.....	90
Résumé/ abstract.....	91
Bibliographie.....	92

Notations et symboles

s, r	Indices stator et rotor, respectivement
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature, respectivement
$(x^*), (\hat{x}), (\tilde{x})$	Grandeur de référence, estimée et mesurée, respectivement.
t	Temps [s]
u	Tension [V]
i	Courant [A]
ψ	Flux [Wb]
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rd/s]
ω	Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$) [rd/s]
ω_s	Pulsation statorique [rd/s]
ω_r	Pulsation rotorique ou de glissement [rd/s]
s	Opérateur de Laplace.
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
L_r	Inductance propre cyclique rotorique [H]
L_s	Inductance propre cyclique statorique [H]
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]
R_r	Résistance rotorique [Ω]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [SI] où [Nm.s/rd]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m^2]
p	Nombre de paire de pôles
T_r	Constante de temps rotorique
T_s	Constante de temps statorique
T_e	Période d'échantillonnage [s]

σ	Coefficient de dispersion total de Blondel
A,B,C	Matrice d'état, de commande et d'observation
w	Bruit d'état
v	Bruit de mesure
x	Vecteur d'état
y	Vecteur d'observation
Q	Matrice de covariance de bruit d'état
R	Matrice de covariance de bruit de mesure
$E\{\}$	Espérance mathématique
[T]	Matrice de transformation de Park
U_0	Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]
U_p	Amplitude de la porteuse [V]
MAS	Moteur Asynchrone ou Machine Asynchrone
MRAS	Model Référence adaptative system (en anglais)
CAN	Convertisseur Analogique- Numérique
CVD	Commande Vectorielle Directe
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI(D)	Proportionnel Intégral (Dérivée)
IP	Intégral Proportionnel

Introduction générale

L'utilité de la vitesse variable est incontestable dans l'industrie, le transport ainsi que dans les consommations ménagères courantes.

Le moteur asynchrone à rotor bobiné est utilisé jusqu'à un passé récent dans les entraînements à vitesse peu variable. Cependant, il ne présentait pas une sensible amélioration par rapport au moteur à courant continu. La machine à rotor en cage d'écureuil (*MAS*) était pour sa part réservée aux entraînements à vitesse constante à cause de la difficulté de sa commande et du suivi de ses paramètres rotoriques. En revanche, ce moteur présente de nombreux avantages : sa puissance massique élevée, sa grande robustesse, son coût de fabrication relativement faible et un entretien minimum.

Avec les développements récents de l'électronique de puissance et de commande, les techniques de la commande vectorielle (*CV*) de la *MAS* ont, ces dernières années, largement gagné le terrain des applications de hautes performances. Celles-ci sont similaires à celles obtenues par la machine à courant continu à excitation séparée et elles demeurent fondamentalement les raisons essentielles d'utilisation accrue de la *MAS*. Ainsi, la *CV* permet de transformer la commande de la *MAS* en une commande linéaire en créant artificiellement deux axes indépendants pour la commande du flux et du couple.

Tout système de commande (régulation) nécessite des informations sur les grandeurs à réguler. Dans notre étude, les régulations de flux et de vitesse sont indispensables. Or, ces grandeurs sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse). La commande de la machine asynchrone sans capteurs de vitesse et de flux devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. En effet, il représente une fonctionnalité particulière stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques [KOU 02]. Dans le but de réduire le coût de cette commande, notamment pour les moteurs où ces capteurs coûtent plus cher que le moteur lui-même, il serait donc plus commode d'éliminer ces capteurs.

Les techniques de la *CV* sont élaborées extérieurement à la *MAS* en utilisant le modèle électrique de *Park*. Ce modèle dépend des paramètres résistifs (R_s, R_r) et inductifs (L_s, L_r, L_m). Ces paramètres peuvent varier à cause des effets liés à son fonctionnement tel que la température, la saturation et l'effet de peau [LIN 96.1], [SED 98]. La robustesse de la commande devient dépendante de ces paramètres. La variation de ces derniers engendre des erreurs d'orientation du flux et rendent systématiquement la commande vectorielle une commande non linéaire en introduisant de nouveau le couplage entre les deux axes de commande du flux et du couple. Ces erreurs se répercutent aussi bien sur le côté dynamique, que le côté statique.

L'identification des paramètres (spécialement, les paramètres rotoriques, tel que la résistance rotorique R_r qui peut varier jusqu'à 50% de sa valeur nominale [NAI 99]) de la machine est donc indispensable et elle ne serait valable que si elle est réalisée en ligne (temps réel).

Dans ce travail, on a deux difficultés à résoudre:

En premier lieu, les inconvénients de la commande vectorielle avec capteurs de vitesse et de flux sont la restriction de l'espace, l'hostilité de l'environnement, le coût élevé et la complexité du système. Il est donc nécessaire d'éliminer ces capteurs et utiliser des observateurs robustes pour reconstituer la vitesse et le flux, à travers des grandeurs facilement mesurables (tension, courant).

Deuxièmement, il y'a nécessité d'améliorer les performances dynamiques et statiques (au sens de l'automatique) de la commande vectorielle indirecte (*CVI*). L'adaptation des paramètres du modèle de la machine au niveau de la structure de *CVI* à leurs valeurs réelles devient impérative. L'identification donc de ces paramètres, spécialement ceux du rotor, est encore une fois nécessaire et devrait être réalisée en ligne.

Ce mémoire est organisé de la manière qui va suivre.

Dans le chapitre I, on présente la modélisation électrique classique de la *MAS* en utilisant les transformations de *Clarke* et de *Park*. Le modèle d'état utilisé dans les différents algorithmes d'estimation est présenté. On donne ensuite la modélisation de l'onduleur de tension triphasé.

Dans le chapitre II, nous abordons l'étude de la commande vectorielle (dite par orientation du flux rotorique). Cette technique de commande sera bien détaillée avec ses deux types, direct et indirect. La commande de l'onduleur par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*) est développée. En fin, des résultats de simulation de l'association (convertisseur- moteur- charge) sont présentés pour valider et montrer les performances des techniques de commande utilisées.

Le chapitre III est consacré à l'étude du filtre de Kalman après avoir rappelé brièvement quelques techniques d'estimation et d'observation. L'étude des bruits d'état et de mesure est nécessaire pour la compréhension du fonctionnement de ce filtre. Son algorithme est développé dans le cas des systèmes linéaires (filtre de Kalman standard) en vue de l'estimation de l'état et dans le cas non linéaire (filtre de Kalman étendu) en vue de l'estimation de l'état et des paramètres du moteur asynchrone.

Le chapitre IV concerne l'élaboration d'une commande vectorielle directe sans capteur mécanique de vitesse. Cette commande sans capteur est obtenue grâce à l'utilisation du filtre de Kalman complet étendu à la vitesse de rotation. Des tests de simulation sont faits pour examiner la robustesse du filtre et le système d'entraînement global également dans les différents modes de fonctionnement (à vide, en charge et inversion du sens de rotation), vis-à-vis des variations paramétriques, aux basses vitesses et en présence du bruit.

Dans le chapitre V, nous traitons le problème des dégradations des performances statiques et dynamiques (au sens de l'automatique) de la commande vectorielle indirecte. Cette dégradation est due essentiellement aux variations paramétriques (spécialement ceux du rotor). Nous allons donc utiliser le filtre de Kalman étendu pour l'estimation en ligne de la résistance rotorique, une fois estimée, celle -ci sera injectée dans les blocs fonctionnels (précisément, le bloc de l'autopilotage) de la *CVI* pour préserver ses performances bien connues.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension

Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle, en découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle.

Il faut noter cependant qu'il existe trois approches concernant la modélisation des machines électriques [ROU 03], [NAI 03]:

- La modélisation de *Park* basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ce modèle est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.
- La modélisation par réseau de perméance, où le circuit magnétique est modélisé par un circuit électrique équivalent. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commandes, comme elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.
- La modélisation par éléments finis est la modélisation la plus précise. Elle est surtout utilisée pour la conception et le dimensionnement des machines.

La modélisation de la machine asynchrone est décrite dans la partie I. Après le développement du modèle de la machine dans le repère de *Park* généralisé, présenté dans le paragraphe (I.4.2), le paragraphe (I.6) présente le modèle biphasé avec un référentiel lié au stator qui sera choisi comme un modèle dynamique approprié pour l'estimation d'état, voire de paramètres. La partie II est consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé.

I. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Description et principe de fonctionnement

La machine asynchrone (figure I.1) se compose d'un primaire (*stator*), portant un bobinage logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation et d'un secondaire (*rotor*).

L'enroulement rotorique peut se présenter sous deux formes :

Dans les rotors bobinés (à bagues) l'enroulement est exécuté comme un enroulement triphasé statorique connecté en étoile. Les extrémités des bobines rotoriques sont sorties par l'intermédiaire des bagues tournantes et des balais fixes reliés à l'extérieur. Ce mode d'exécution permet l'accès direct aux grandeurs électriques rotoriques ainsi que la modification de certaines caractéristiques du moteur par insertion d'un rhéostat extérieur ou par adjonction d'un convertisseur statique.

Dans les rotors à cage, l'enroulement est constitué de barres nues court-circuitées en permanence aux extrémités par des anneaux. On distingue trois types de rotor, en cage d'écureuil simple, à encoches profondes, en double cage d'écureuil. Ces rotors confèrent à la machine des profils de couples différents.

Dans notre travail, le moteur asynchrone utilisé est caractérisé par :

- la présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator.
- la présence d'un « bobinage » massif en court-circuit au rotor.

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

I.2. Hypothèses simplificatrices

Dans un premier temps, les principales hypothèses simplificatrices adoptées [SEG 81], [CHA 89], [SED 98] sont:

1. résistance des enroulements invariables avec la température,
2. effet de peau négligeable,
3. absence de la saturation dans le circuit magnétique,
4. machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
5. parfaite symétrie de construction,
6. répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
7. entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
8. pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.
9. assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.

Ces hypothèses signifient que les comportements électrique et magnétique sont supposés linéaires. Elles permettent donc d'établir un modèle dynamique de la machine asynchrone.

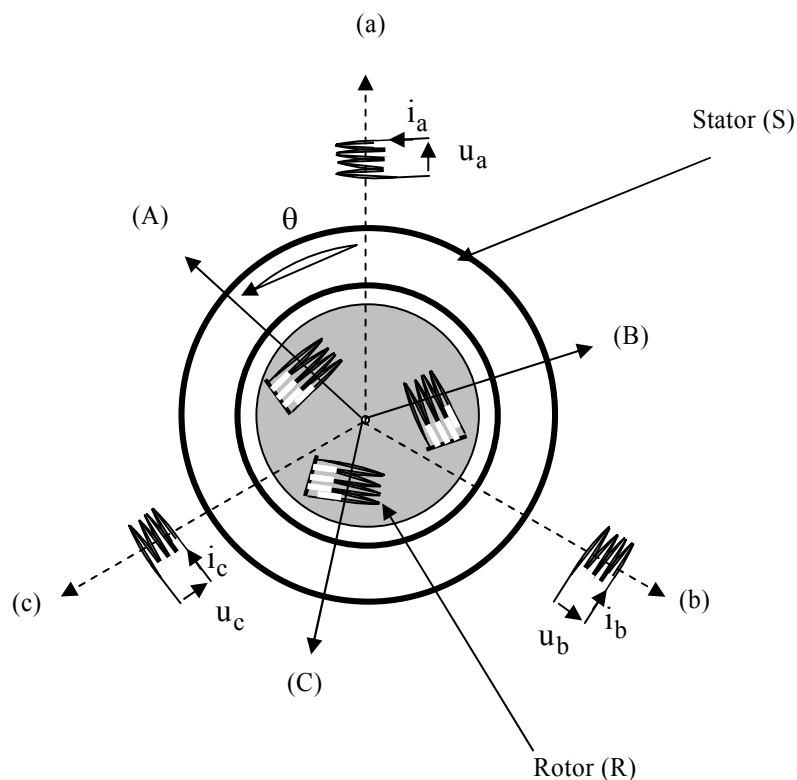


Figure I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.3. Equations de tension en grandeurs de phase

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement sur la figure (I.1) et dont les phases statoriques et rotoriques sont repérées respectivement par a, b, c et A, B, C. Les phases rotoriques sont supposées court-circuitées. Le nombre de paires de pôles est égal à p et on note $\theta = \theta(t)$ l'angle mécanique, variable en fonction du temps. L'angle $p\theta$ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a et A choisis comme axes de référence.

Les expressions générales des tensions du moteur asynchrone s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des enroulements est la somme de la chute de tension ohmique et de la chute de tension inductive due au flux total qui le traverse.

Les expressions des tensions des trois phases statoriques (a, b, c) et rotoriques (A, B, C) s'écrivent sous la forme matricielle suivante [BAR 87], [CHA 89], [KHE 95]:

$$\begin{cases} [\mathbf{u}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_s] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_s] \\ [\mathbf{u}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_r] + \frac{d}{dt}[\boldsymbol{\psi}_r] \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

avec:

$$[\mathbf{u}_s] = [u_a \quad u_b \quad u_c]^t, [\mathbf{i}_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^t, [\boldsymbol{\psi}_s] = [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^t$$

$$[\mathbf{u}_r] = [u_A \quad u_B \quad u_C]^t, [\mathbf{i}_r] = [i_A \quad i_B \quad i_C]^t, [\boldsymbol{\psi}_r] = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C]^t$$

et:

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les flux totalisés ψ_s et ψ_r des phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$\begin{cases} [\boldsymbol{\psi}_s] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_r] \\ [\boldsymbol{\psi}_r] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_s] \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales. Il en est de celles du rotor.

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ s'écrivent alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & L_{aa} & M_{ab} \\ M_{ab} & M_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AB} \\ M_{AB} & L_{AA} & M_{AB} \\ M_{AB} & M_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

L_{aa}, L_{AA} : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique,

M_{ab} : inductance mutuelle entre phases statoriques,

M_{AB} : inductance mutuelle entre phases rotoriques,

La matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor $[M_{sr}]$ (telle que $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$) dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor.

Elle s'écrit :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

M_0 étant le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor (leurs axes magnétiques sont alors alignés).

En introduisant les expressions (I.2) dans (I.1), nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes :

$$\begin{cases} [u_s] = [R_s] \cdot [i_s] + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \\ [u_r] = [R_r] \cdot [i_r] + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [i_s]) \end{cases} \quad (I.3)$$

Les expressions aux tensions obtenues ci-dessus sont d'ordre élevé (6ème ordre). Ainsi, la matrice $[M_{sr}]$ des inductances mutuelles étant à éléments non constants (les coefficients dans les expressions (I.3) sont variables), la résolution de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoires.

L'utilisation de la transformation de *Park* permet de contourner ce problème et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants; ce qui facilite sa résolution [BAR 87], [CHA 89].

1.4. Application de la transformation de *Park* à la machine asynchrone triphasée

1.4.1. Transformation de *Park*

La transformation de *Park* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. D'après la figure (I.2), c'est l'angle θ_s qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r pour les grandeurs du rotor [BAR 87], [KHE 95]. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique (a,b,c) et l'enroulement triphasé rotorique (A,B,C) en trois enroulements orthogonaux (d,q,o), direct, quadrature et homopolaire, respectivement.

La transformation de *Park* est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants par exemple:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

avec la matrice de transformation de *Park*:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_a & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

avec:

$\theta_a = \theta_s$ pour la transformation des grandeurs statoriques,

$\theta_a = \theta_r$ pour la transformation des grandeurs rotoriques.

La matrice de transformation inverse est donnée par:

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin \theta_a & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les deux axes d et q , qui serviront à transformer les expressions de la machine sont perpendiculaires et leur position peut être quelconque vue la symétrie cylindrique de la machine.

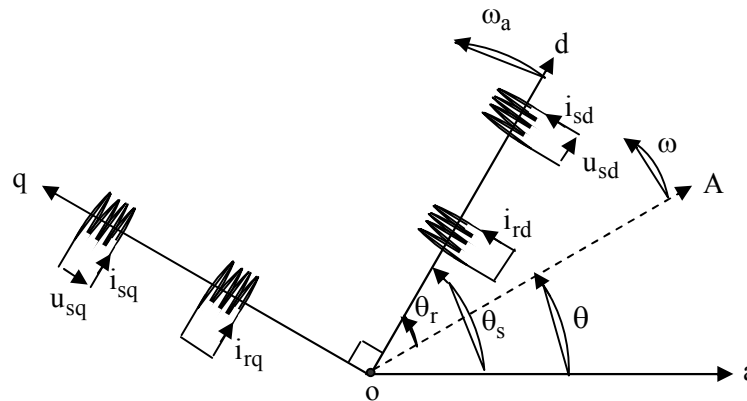


Figure I.2. Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de *Park*)

Nous avons :

$$(oa, od) = \theta_s, \quad (oA, od) = \theta_r, \quad (oa, oA) = \theta_s - \theta_r = \theta$$

où:

ω_a : désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q) . L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire (pour une machine bipolaire) :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.7)$$

Précisons que nous préférons utiliser la transformation de *Park* plutôt que celle de *Park* normée pour passer des grandeurs triphasées (a, b, c) aux grandeurs diphasées (d, q) . Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs en (d, q) . En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur.

I.4.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de *Park* généralisé

Dans le cas où le neutre de la machine n'est pas relié, les composantes homopolaires sont nulles. Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le référentiel de *Park* généralisé sera donné par les expressions suivantes [BAR 87], [CAN 00.1] :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega) \psi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (I.8)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (I.9)$$

avec :

$L_s = L_{aa} - M_{ab}$: inductance propre cyclique du stator

$L_r = L_{AA} - M_{AB}$: inductance propre cyclique du rotor

$L_m = \frac{3}{2} M_0$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation :

$$C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (I.10)$$

Afin de concevoir le modèle complet en ajoute aux expressions électriques (I.8), l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.11)$$

où le couple électromagnétique doit équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par :

- le couple résistant (statique) imposé par la charge mécanique ($C_r = C_r(\Omega)$),
- le couple des frottements visqueux ($f \cdot \Omega$),
- le couple d'inertie des masses tournantes rapporté au diamètre du rotor ($J \frac{d\Omega}{dt}$).

Selon le choix de la vitesse angulaire ω_a dans les expressions électriques du référentiel de *Park* généralisé (I.8), on obtient les trois référentiels suivants :

- Référentiel lié au stator : en posant $\omega_a = 0$. Il correspond aux axes (α, β) . La transformation correspondante est souvent nommée transformation de *Clarke*,
- Référentiel lié au rotor : en posant $\omega_a = \omega$. Il correspond aux axes (x, y) ,
- Référentiel lié au champ magnétique tournant : en posant $\omega_a = \omega_s$. Il correspond aux axes (d, q) ; d'où la transformation correspondante appelée transformation de *Park*.

1.5. Représentation d'état et choix d'un référentiel d'estimation

1.5.1. Représentation d'état

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques.

La présence de la vitesse mécanique dans les expressions électriques conduit à un système de cinq équations différentielles non linéaires. Si l'on suppose que la vitesse est un paramètre lentement variable vis-à-vis des grandeurs électriques, on obtient un modèle d'état d'ordre quatre, linéaire mais non stationnaire.

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite. La forme générale de l'équation d'état du système est uniforme et s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Dans le référentiel de *Park* généralisé, avec le vecteur d'état x composé des composantes du flux, le vecteur d'entrée u est constitué des composantes de tensions u_{sd} et u_{sq} et le vecteur de sortie y est défini à partir des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} . Il vient alors :

$$x = [\psi_{sd} \quad \psi_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^t, \quad u = [u_{sd} \quad u_{sq}]^t, \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^t$$

Notre système est défini par le triplet des matrices A, B, C comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & -\omega_a & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 \\ -\omega_a & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \\ \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & -(\omega_a - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & -(\omega_a - \omega) & -\frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma T_s L_r} \end{bmatrix}$$

$$\text{avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

On peut constater que la matrice "A" du système dépend de la vitesse du référentiel ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω par rapport au stator. La matrice "B" est à éléments constants et la matrice "C" dépend des différentes inductances de la machine.

Prenons maintenant un système d'état de la même machine défini aussi dans le référentiel de *Park* généralisé mais son vecteur d'état est constitué des courants statorique i_{sd} , i_{sq} et du flux rotoriques ψ_{rd} , ψ_{rq} . Le vecteur d'entrée u et de sortie y restent les mêmes que précédemment. On obtient alors :

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^t, \quad u = [u_{sd} \quad u_{sq}]^t, \quad y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^t$$

Dans ce cas, la représentation d'état est définie par un autre triplet A, B, C, s'écrit de la manière suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} T_r \right) & \omega_a & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T_r & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_a & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} T_r \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T_r \\ L_m T_r & 0 & -T_r & (\omega_a - p \Omega) \\ 0 & L_m T_r & -(\omega_a - p \Omega) & -T_r \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Il est à noter qu'ici encore la matrice "A" dépend toujours de la vitesse du référentiel ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω par rapport au stator. On remarque également que la matrice "B" dépend des paramètres inductifs de la machine. Par contre, la matrice de sortie "C" est indépendante de tous les paramètres et est constituée d'éléments constants. En effet, cette représentation se verra particulièrement bien adaptée aux différentes structures d'observateurs [CAN 00.2]. Dans ce travail, on la choisit donc pour faciliter l'implémentation des algorithmes d'estimation.

1.5.2. Choix d'un référentiel d'estimation

Dans la mesure où une implémentation sur un système d'informatique industrielle est envisagée, il est important de considérer que la matrice "A" est quasi stationnaire pendant une période d'échantillonnage T_e . Par conséquent, certains choix de référentiels sont plus intéressants que d'autres.

Deux référentiels sont intéressants en pratique [SEG 81], [CHA 89], [CAN 00.1]:

- Référentiel lié au stator : si on choisit le référentiel lié au stator, on peut constater que la matrice "A" ne dépend que de la vitesse électrique du rotor.

- Référentiel lié au champs tournant : on constate, de façon générale, que ce référentiel n'introduit pas de simplifications dans la formulation de la matrice d'état. Il est souvent avantageux puisque les différentes grandeurs du système sont continues. Ce référentiel est utilisé pour obtenir les lois de la commande vectorielle

Pour notre étude, le modèle de la machine asynchrone triphasée à cage est établi dans une représentation d'état où le vecteur d'état est composé des deux courants statoriques et des deux flux rotoriques avec un choix basé sur le référentiel lié au stator. Le choix du référentiel lié au stator permet de réduire le nombre de grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine. On n'a donc pas besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les expressions électriques sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme.

Ce choix offre donc des propriétés intéressantes aux problèmes d'estimations en temps réel (réduction du nombre d'éléments de la matrice "A", stationnarité de la matrice de sortie "C").

I.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au stator

Dans ce repère, la représentation d'état est donnée par (I.15) [CAN 00.1], [KOU 02].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p \cdot \Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p \cdot \Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

En ajoutant l'équation mécanique :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (\text{I.16})$$

Et l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I.17})$$

Remarque

Les composantes de *Park* (d, q), exprimées dans un référentiel lié au champ tournant, peuvent être obtenues à partir des composantes de *Clarke* (α, β), exprimées dans un référentiel lié au stator, en faisant une rotation de l'angle θ_a . Le passage des composantes de *Clarke* à celles de *Park* est le même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants, par exemple:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = P(\theta_a) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad P(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \sin \theta_a \\ -\sin \theta_a & \cos \theta_a \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

II. Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [NAI 99].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure (I.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le *MAS* [HAD 02] :

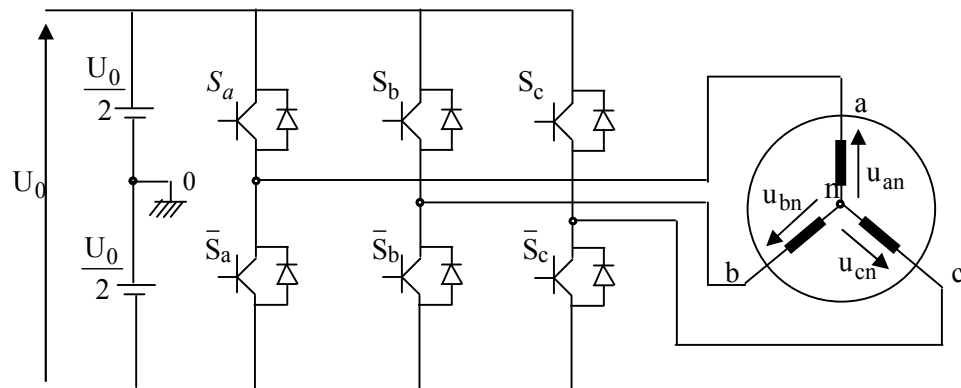


Figure I.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le *MAS*

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la *MAS* et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I.21})$$

La substitution de (I.21) dans (I.20) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I.22)$$

En remplaçant (I.22) dans (I.20), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I.23)$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.24)$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de *Park*, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone.

la formulation du modèle électrique de l'équation (1.8) dans un référentiel lié au champ tournant permettra de réaliser une commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone qui sera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

Commande de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension

Introduction

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur à induction occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (*MCC*), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc.

Cependant, la *MCC* présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales [SEG 81], [BAR 87], [ROU 03]. Le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Cela offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la machine à induction.

Pour remédier à ce problème *Blaschke* proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (*CV-OF*) [ROU 03]. Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une *MCC* à excitation séparée. Avec cette technique de commande de flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant [KEN 95].

En général, deux types de commandes sont utilisés : commande directe (*CVD*) et commande indirecte (*CVI*).

Le présent chapitre consiste à présenter ces deux types de commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension. La deuxième partie est consacrée à l'étude de la commande de l'onduleur de tension utilisant la technique *MLI*.

I. Commande de la machine asynchrone

I.1. Commande vectorielle à flux rotorique orienté (*CV-OFR*)

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q) , repère tournant biphasé orienté sur ψ_r (flux rotorique), ψ_s (flux statorique) ou ψ_m (flux d'entrefer) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux.

Dans les trois types d'orientation, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant I_{sq} , mais seul le choix du flux rotorique permet un découplage caractérisé par une indépendance du flux et de la composante du courant en quadrature avec ce flux. De plus, ce choix permet d'avoir de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d, q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux.

Dans ce travail, nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté.

Posant $\omega_a = \omega_s$ dans les expressions (I.8) du chapitre I, on obtient un système d'équations dans un référentiel lié au champ tournant. La *CV-OFR* exige l'imposition de $\psi_{rq} = 0$. Ainsi, les expressions de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_r = \psi_{rd} \\ u_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m I_{sd} \\ \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \psi_r} I_{sq} \\ C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} \psi_r I_{sq} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

L'application de la transformation de *Laplace* au système (II.1) permet d'écrire:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s \frac{L_m}{L_r} \psi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \psi_r = \frac{L_m}{1 + s\tau_r} I_{sd} \\ \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} \\ C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} \psi_r I_{sq} \end{cases} \quad (II.2)$$

La technique d'obtention de l'angle θ_s est différente selon qu'on utilise la *CVD* ou la *CVI* [BAG 99], [BAR 03]:

En effet, dans le contrôle direct, l'angle θ_s est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées. Alors que dans le control indirect, l'angle θ_s est calculé à partir de la "pulsation statorique", elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine ω et de la pulsation rotorique ω_r .

a). Commande vectorielle directe (CVD)

La figure (II.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone par la *CVD*:

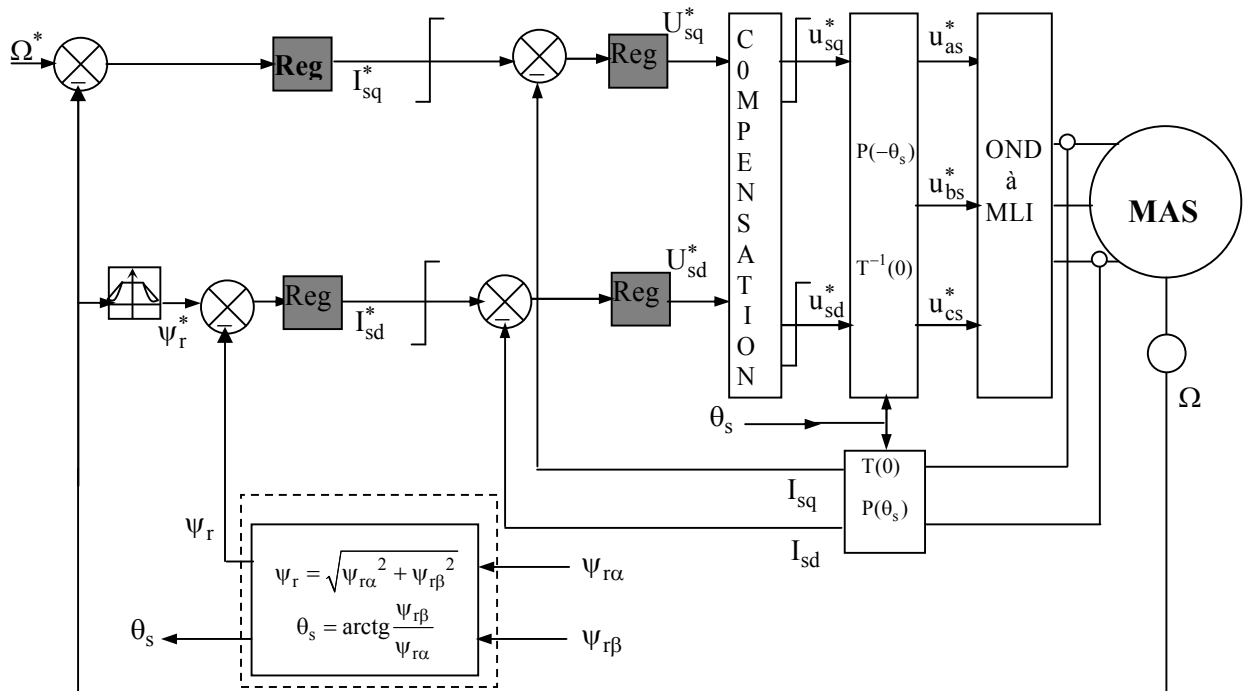


Figure II.1 Régulation de vitesse par la commande vectorielle directe (CVD)

Les réglages selon l'axe d servent à imposer le flux rotorique, alors que ceux selon l'axe q permettent de contrôler le couple électromagnétique.

Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants I_{sd} et I_{sq} une boucle externe lente pour réguler le flux et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse.

La sortie du régulateur de vitesse est le courant de référence I_{sq}^* (ou le couple électromagnétique de référence C_e^*). Il est limité de manière à tenir compte les caractéristiques des interrupteurs de l'onduleur et de la surcharge de la machine. La composante I_{sd}^* est obtenue grâce au régulateur de flux. Le courant I_{sq}^* est comparé à la valeur I_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces deux valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence u_{sq}^* . En parallèle, la sortie du régulateur de I_{sd} donne la tension de référence u_{sd}^* . Notons que u_{sd}^* et u_{sq}^* sont obtenues après l'ajout des termes de compensation.

Les deux tensions de référence u_{sd}^* et u_{sq}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $u_{s\alpha}^*$ et $u_{s\beta}^*$ à l'aide d'une rotation d'angle $(-\theta_s)$, puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de *Clarke* $P^{-1}(0)$.

L'onduleur à *MLI* génère des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de *MLI* correspondent aux valeurs u_{as}^* , u_{bs}^* , u_{cs}^* . Les courants I_{as} et I_{cs} sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent I_{sd} et I_{sq} qu'on utilise pour la régulation des courants.

Le flux de référence ψ_r^* est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage. Le "défluxage" permet à la machine d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale. Dans ce fonctionnement, le couple maximal que l'on peut imposer devient faible. Le procédé de défluxage est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert qu'à compenser les frottements) pendant la marche normale [BAG 99].

Alors, le "défluxage" permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ($\Omega < \Omega_{\text{nom}}$) et en sur-vitesse ($\Omega > \Omega_{\text{nom}}$).

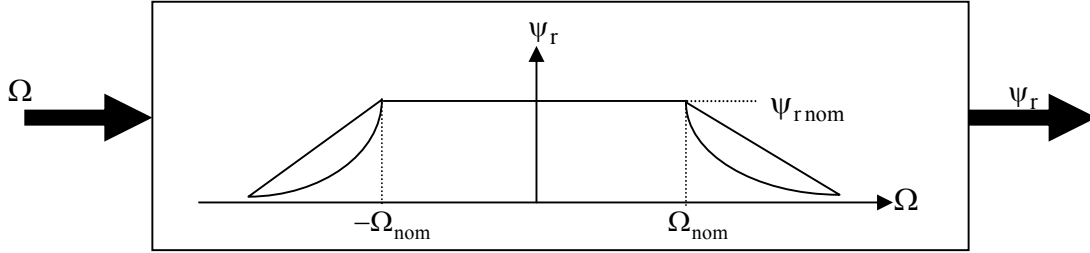


Figure II.2. Bloc de défluxage

Il est défini par la relation non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \Psi_r^* = \Psi_{r\text{nom}} & \text{si } \Omega < \Omega_{\text{nom}} \\ \Psi_r^* = \frac{\Psi_{r\text{nom}}}{\Omega} \cdot \Omega_{\text{nom}} & \text{si } \Omega > \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Dans cette commande directe, le module du flux Ψ_r et l'angle θ_s (θ_s utilisé dans les transformations directe et inverse) sont calculés directement à l'aide des composantes mesurées ou estimées $\Psi_{r\alpha}$ et $\Psi_{r\beta}$ par les relations (II.4):

$$\begin{cases} \Psi_r = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg\left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

a.1. Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de références. Mais il faut définir des termes de compensation, car dans les deux premières expressions du système (II.2), il y a des termes de couplage entre les deux axes d et q [BAG 99], [ABE 00].

A partir de ce système (II.2), on peut tirer les expressions des tensions statoriques suivante:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Le schéma bloc de la figure (II.3) représente la machine avec le couplage entre les axes d et q. Il est déduit des expressions (II.5).

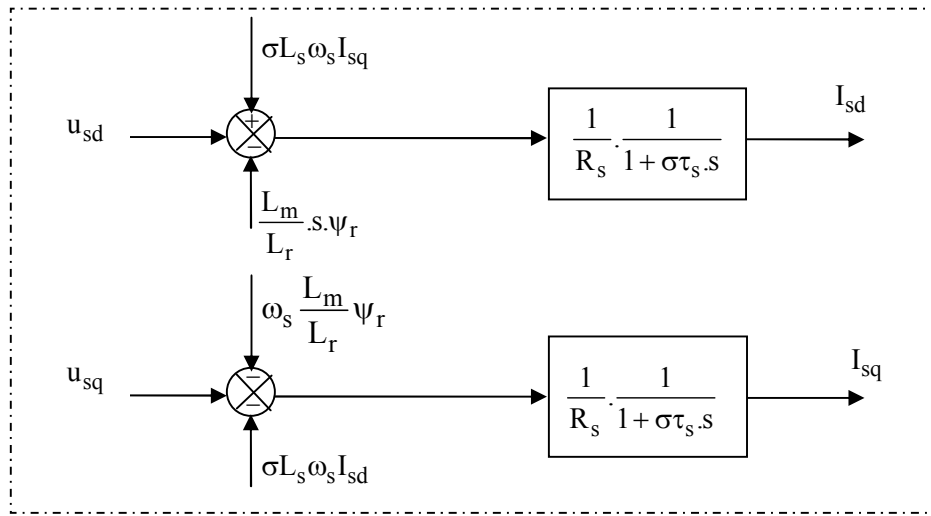


Figure II.3. Modèle de la machine

La compensation a pour effet de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et, ainsi, de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

A partir des expressions (II.5), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis de la régulation. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions.

Dans la première expression, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$u_{sd} = U_{sd}^* + e_d \quad (\text{II.6})$$

$$\text{avec: } e_d = \frac{L_m}{L_r} \cdot s \cdot \psi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq}$$

On obtient donc la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_{sd}}{U_{sd}^*} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \quad (\text{II.7})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit toujours celle indiquée dans (II.7). On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$u_{sq} = U_{sq}^* + e_q \quad (\text{II.8})$$

$$\text{avec : } e_q = \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd}$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{sq}}{U_{sq}^*} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \quad (\text{II.9})$$

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée:

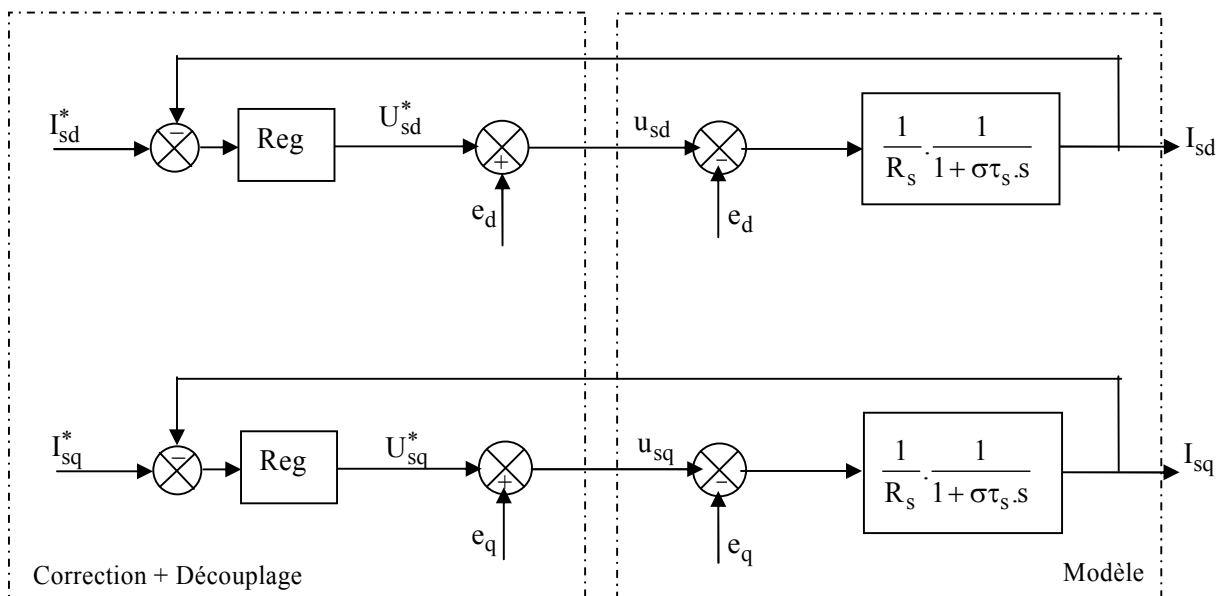


Figure II.4. Découplage par addition des termes de compensation

a.2. Régulation

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge: la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernent les sécurités [ABE 00].

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Dans notre étude, pour les boucles des courants et de flux, nous avons adopté classiquement un régulateur Proportionnel-Integral (*PI*). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [GRE 00].

a.2.1. Régulation des courants

Les retards dus à l'onduleur *MLI* ainsi que de la boucle de régulation sont réduits à un retard pur ayant l'expression: $e^{-s.T_D}$ qui est approximé par $\frac{1}{1+s.T_D}$ [BAG 99].

avec : $T_D = T_{MLI} + T_{Reg.I_{dq}}$

Le schéma bloc pour la régulation de I_{sd} est donné comme suit :

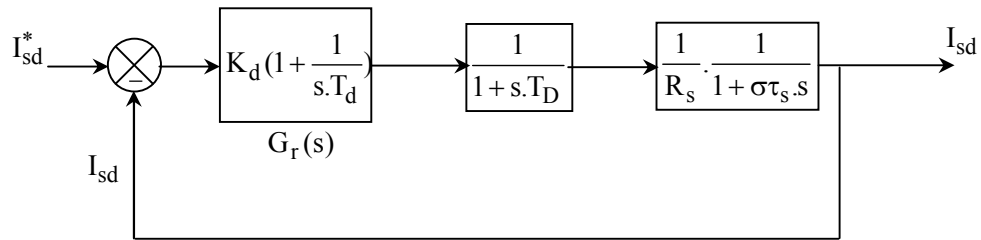


Figure II.5. Boucle de régulation du courant I_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{do}(s)$ est :

$$F_{do}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{s.T_d}\right) \cdot \frac{1}{1+s.T_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1+\sigma\tau_s s} \quad (\text{II.10})$$

Nous avons choisi d'utiliser T_d afin d'éliminer le pôle le plus lent, donc :

$$\begin{cases} T_d = \sigma\tau_s \\ F_{do}(s) = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1}{s.\sigma\tau_s(1+T_D.s)} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle fermée $F_{df}(s)$ est alors :

$$F_{df}(s) = \frac{F_{do}(s)}{1+F_{do}(s)} = \frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\frac{1}{2T_D} s + \frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D}} \quad (\text{II.12})$$

Elle est sous la forme standard : $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$

avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_d T_D}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma \tau_s T_D}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Un amortissement $\xi = 0.7$ détermine un temps de réponse optimal et permet d'obtenir une bonne stabilité du système.

On a donc pour $\xi = 0.7$:

$$\begin{cases} K_d = \frac{R_s \sigma \tau_s}{2.T_D} = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ T_d = \sigma \tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'écriture du régulateur (*PI*) sous la forme: $G_r(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}$ donne:

$$\begin{cases} K_{pd} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ K_{id} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2.T_D} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_{sq} . On a donc:

$$\begin{cases} K_{pq} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ K_{iq} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2.T_D} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants I_{sd}^* et I_{sq}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe [BAG 99].

a.2.2. Régulation de flux

Le schéma bloc de la régulation du flux rotorique est donné par la figure (II.6).

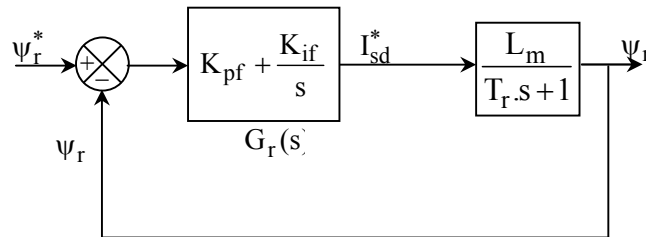


Figure II.6. Boucle de régulation du flux rotorique

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{fo}(s) = K_{pf} \cdot \frac{s + z_f}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{II.17})$$

avec : $z_f = \frac{K_{if}}{K_{pf}}$

On choisit le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du processus avant régulation,

ce qui revient à poser : $z_f = \frac{1}{T_r}$

D'où F_{fo} devient :

$$F_{fo}(s) = \frac{K_{if} \cdot \frac{L_m}{T_r}}{s} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$F_{ff}(s) = \frac{1}{1 + \tau_f \cdot s} \quad (\text{II.19})$$

et : $\tau_f = \frac{T_r}{L_m \cdot K_{pf}}$

τ_f est la constante de temps après régulation du flux. La dynamique du processus est choisie en fonction de ce paramètre de manière à permettre une installation du flux dans le système le plus rapidement possible (avant la boucle de la vitesse).

Une fois τ_f est fixé, le gain de l'action proportionnelle et le gain de l'action intégrale du correcteur du flux seront donnés par (II.20).

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \\ K_{if} = \frac{1}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

a.2.3. Régulation de vitesse

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{sq} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{sq}).

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur *IP* (figure II.7).

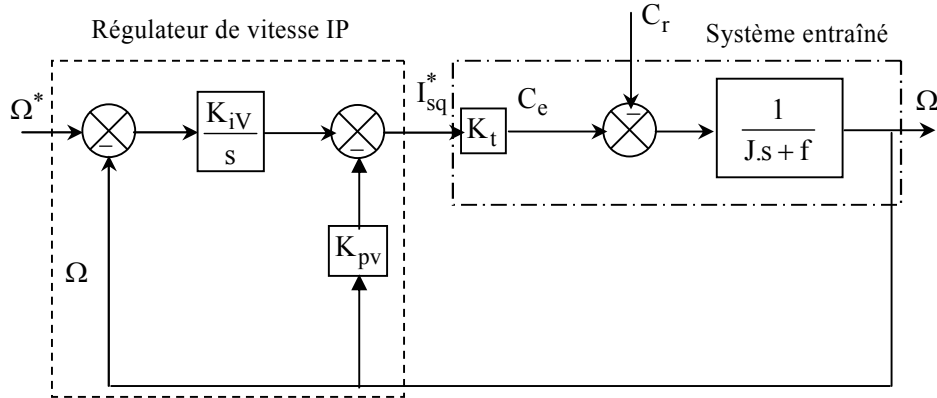


Figure II.7. Boucle de régulation de la vitesse, structure *IP*

avec :

$$C_e = K_t \cdot I_{sq}^*$$

$$K_t = \frac{3 \cdot p \cdot L_m^2}{2 \cdot L_r} \cdot I_{sd}^*$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{K_t \cdot K_{iv}}{J \cdot s^2 + (f + K_{pv} \cdot K_t) \cdot s + K_{iv} \cdot K_t} \quad (\text{II.21})$$

La comparaison de (II.21) avec la fonction de transfert standard : $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$ donne :

$$\begin{cases} \xi = \frac{f + K_{pv} K_t}{2(J K_t K_{iv})^{1/2}} \\ \omega_n = \left(\frac{K_{iv} K_t}{J} \right)^{1/2} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Si on choisit $\xi = 1$, la réponse indicielle de (II.21) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n \cdot t} (1 + \omega_n \cdot t) \quad (\text{II.23})$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par t_{rep} et on obtient:

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n \cdot t_{rep}} (1 + \omega_n \cdot t_{rep}) \quad (II.24)$$

On choisit un t_{rep} souhaité, la résolution de (II.24) donne ω_n et, d'après (II.22), les paramètres du régulateur IP sont:

$$\begin{cases} K_{iv} = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_t} \\ K_{pv} = \frac{(2 \cdot J \cdot \omega_n - f)}{K_t} \end{cases} \quad (II.25)$$

b. Commande vectorielle indirecte (CVI)

La figure (II.8) représente le schéma bloc de la *CVI* de la machine asynchrone, avec la régulation de vitesse et la régulation des deux courants I_{sd} et I_{sq} dans le repère (d,q). Le régulateur de vitesse prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le courant I_{sq}^* pour régler la vitesse. La régulation des courants donne les tensions de références u_{sd}^* et u_{sq}^* . Le filtre passe bas $\frac{1}{T_0 \cdot s + 1}$ permet de rendre les blocs physiquement réalisables (le degré de numérateur d'une fonction de transfert doit être inférieur ou égal à celui du dénominateur). Il reste une partie importante qui différencie cette *CVI* de la *CVD*. Il s'agit du calcul de l'angle de transformation θ_s .

Dans ce cas, le calcul de θ_s peut se faire en sommant la "pulsation de glissement" avec la vitesse électrique, ce qui donne la "pulsation statorique" puis en intégrant cette dernière, on obtient θ_s :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(p\Omega + \frac{I_{sq}^*}{\tau_r \cdot I_{sd}^*} \right) dt \quad (II.26)$$

La commande indirecte est obtenue en suivant les mêmes étapes (découplage, régulation) de la commande directe. Le flux n'est pas réglé. Il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage.

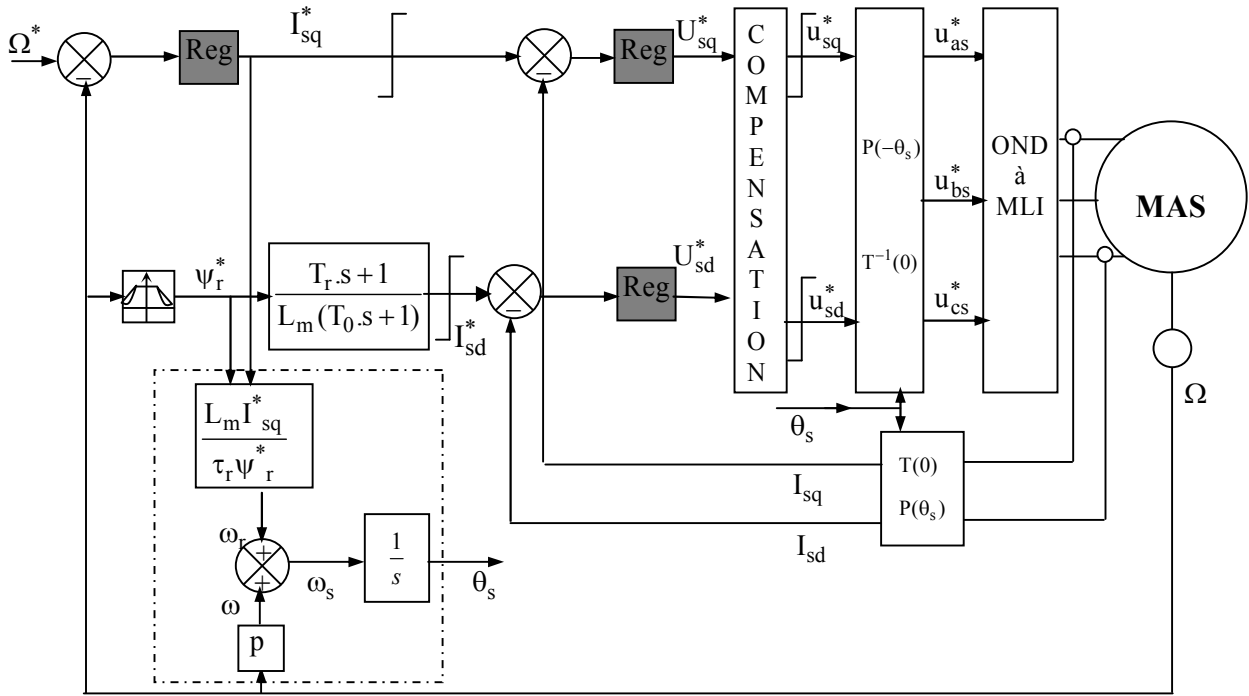


Figure II.8. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI)

II. Commande de l'onduleur

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI*) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et tension fixes (en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle des courants par *MLI*, à partir d'une source de tension continue constante, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche possible de la référence de la tension sinusoïdale.

La manipulation du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à *MLI* présente deux avantages importants à savoir [HAD 03]:

- repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension; ce qui facilite le filtrage,
- elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension désirée.

Les techniques de modulation les plus utilisées sont : la naturelle (sinus-triangle), la régulière, l'optimisée (élimination d'harmoniques non désirés), la vectorielle et la modulation à bande à hystérésis (commande bang- bang) [NAI 99].

Dans ce mémoire on utilise la *MLI* naturelle de type sinus- triangle.

II.1.Stratégie de la *MLI* naturelle (sinus-triangle)

La technique de la *MLI* naturelle (sinus-triangle) est réalisée par une comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de ces deux ondes. Il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel (HAD 03), (figure II.9).

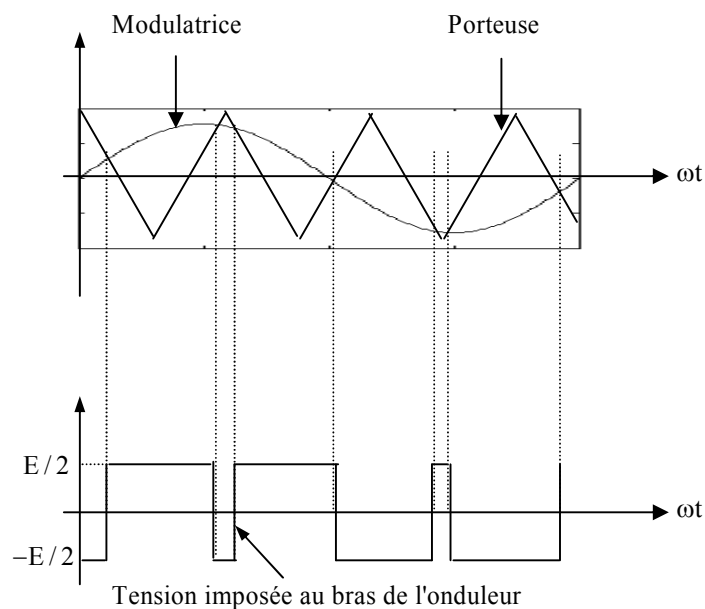


Figure II.9. *MLI* sinus-triangle

La figure (II.10) représente le schéma fonctionnel d'un onduleur de tension à commande *MLI* de type sinus-triangle:

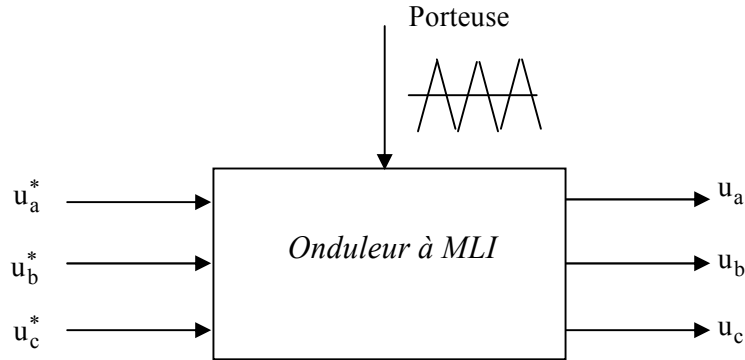


Figure II.10. Schéma bloc d'un onduleur à *MLI*

La relation liant les tensions u_a, u_b, u_c de sortie de l'onduleur aux tensions de référence u_a^*, u_b^*, u_c^* peut être exprimée tout simplement par un gain G [HAD 03]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

avec:

$$G = \frac{E}{2 \cdot U_p} \quad (\text{II.28})$$

ou:

U_p : amplitude de la porteuse.

La valeur maximale du fondamental de la tension de sortie est donnée par la relation [GRE 00], [HAD 03]:

$$U_1 = \frac{E}{2} \cdot r \quad (\text{II.29})$$

où, r est le coefficient de réglage en tension, égal au rapport de l'amplitude de tension de référence à la valeur crête $E/2$ de l'onde de modulation. Par action sur ce coefficient, on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum.

Ce modèle de l'onduleur est d'autant plus réaliste que la fréquence de la porteuse est plus grande et que les temps morts des semi conducteurs sont plus faible [GRE 00], [HAD 03].

III. Simulation

III.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle directe (CVD)

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à *MLI* et pilotée par une commande vectorielle directe (*CVD*). Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe.

Les simulations reportées sur la figure (II.11) concernent un échelon de vitesse de 0 à 100rd/s puis l'application d'un couple de charge de 5Nm à $t=1$ s et enfin l'inversion du sens de rotation à -100 rd/s à $t=2$ s.

Ces résultats montrent les performances de la régulation. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de 0.23s. Lors de l'application du couple de charge, on note une diminution de vitesse de l'ordre de 4 rd/s. L'inversion du sens de rotation du moteur de 100rd/s à -100 rd/s a pour but de tester la robustesse de la *CVD* vis-à-vis d'une variation importante de la référence. La caractéristique de vitesse montre que la vitesse suit sa référence avec un dépassement et une erreur statique négligeables. Ces résultats satisfaisants de réglage de la vitesse sont garantis à l'aide de l'utilisation d'un régulateur de vitesse de type *IP* au lieu d'un régulateur de type *PI*. Dans le cas de l'utilisation d'un *PI*, il faut ajouter un filtre (correcteur) pour la consigne de vitesse afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

Le flux rotorique est obtenu dès l'instant initial. La constante de temps du flux est très petite. On peut constater que le vecteur flux est vraiment sur l'axe d.

Comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante I_{sd} est une image du flux et la composante I_{sq} est en parfait accord avec l'évolution du couple. En régime permanent, ce couple présente des pulsations liées aux harmoniques de courant dus à l'utilisation du convertisseur statique.

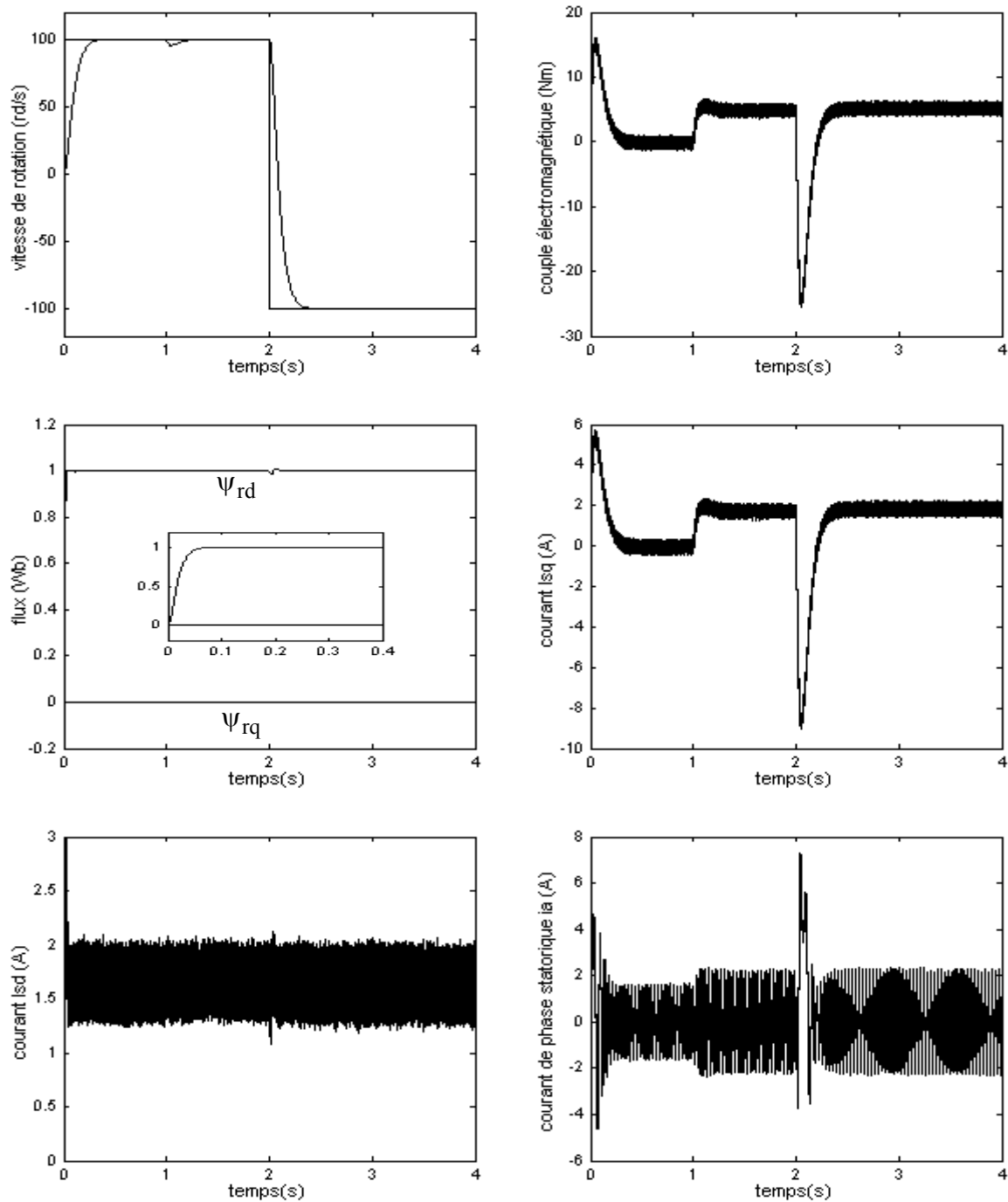


Figure II.11. Simulation d'une régulation par *CVD* d'une machine asynchrone alimentée en tension

III.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte (*CVI*)

Les essais de simulation effectués pour la *CVI* sont gardés les mêmes que pour la *CVD*. En régime permanent, on remarque que les résultats de simulation (figure II.12) sont analogues.

Aux régimes transitoires (démarrage, introduction de la charge, inversion de sens de rotation), les résultats sont moins performants (dépassement du flux au démarrage, oscillations au moment de l'inversion de vitesse) à cause de l'absence de régulation du flux

rotorique ainsi que, peut être, à la méthode d'obtention de l'angle de *Park* utilisée dans ce cas. A partir de ces régimes transitoires des deux types de commande (*CVD* et *CVI*) on peut constater une amélioration visible sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse garantie par la *CVD* par rapport à ce qui est obtenu avec une *CVI*.

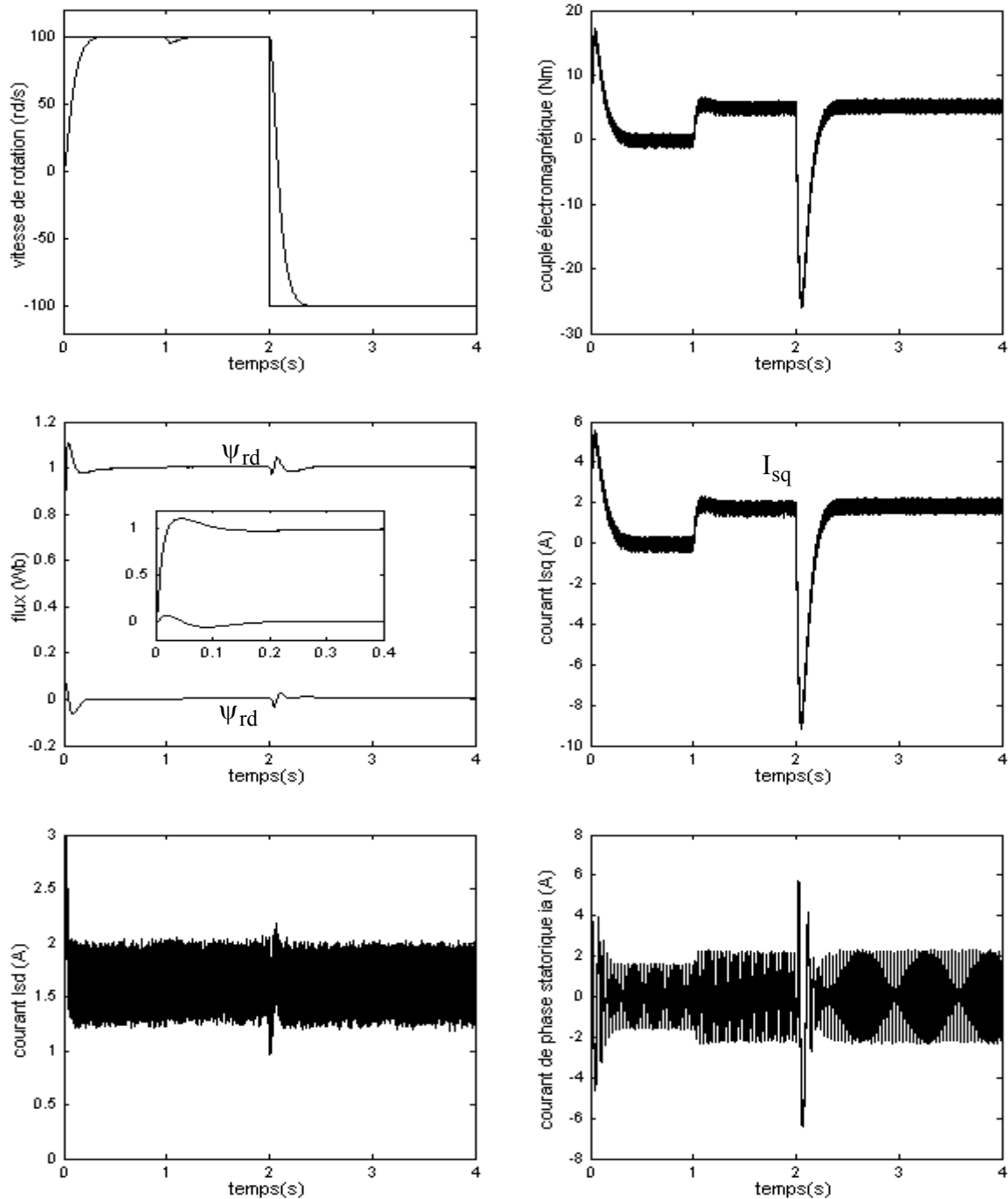


Figure II.12. Simulation d'une régulation par *CVI* d'une machine asynchrone alimentée en tension

III.3. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

❖ Comparaison entre la *CVD* et la *CVI*

Les résultats de simulation présentés sur la figure (II.13) sont donnés pour tester la robustesse de la *CVD* et la *CVI* vis-à-vis de la variation de la résistance de rotor R_r . Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (consigne, charge) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de simulation). Dans cette simulation, on applique un couple de charge au moteur égal à 5 Nm à $t = 0.8$ s. Le moteur tourne à une vitesse de 100 rd/s. La résistance rotorique est augmentée de 50% de sa valeur nominale à $t=1$ s et de 100% de sa valeur nominale à $t=1.5$ s. Notons que pour ce test, l'onduleur de tension n'est pas introduit.

On note d'après ces résultats de simulation obtenus pour une double variation de la résistance rotorique du moteur, que la variation de cette dernière n'affecte pas la *CVD*. En effet, son comportement reste stable et le découplage entre les deux axes d et q persiste. Par contre, le comportement statique et dynamique de la *CVI* est affecté. Il n'existe plus de découplage entre les axes d et q. Cela est dû à la différence entre la résistance rotorique du moteur et la résistance rotorique intervenant dans la commande (bloc d'autopilotage). Dans ce cas, l'adaptation de la résistance au niveau du bloc de commande est nécessaire; ce qui nécessite donc son estimation.

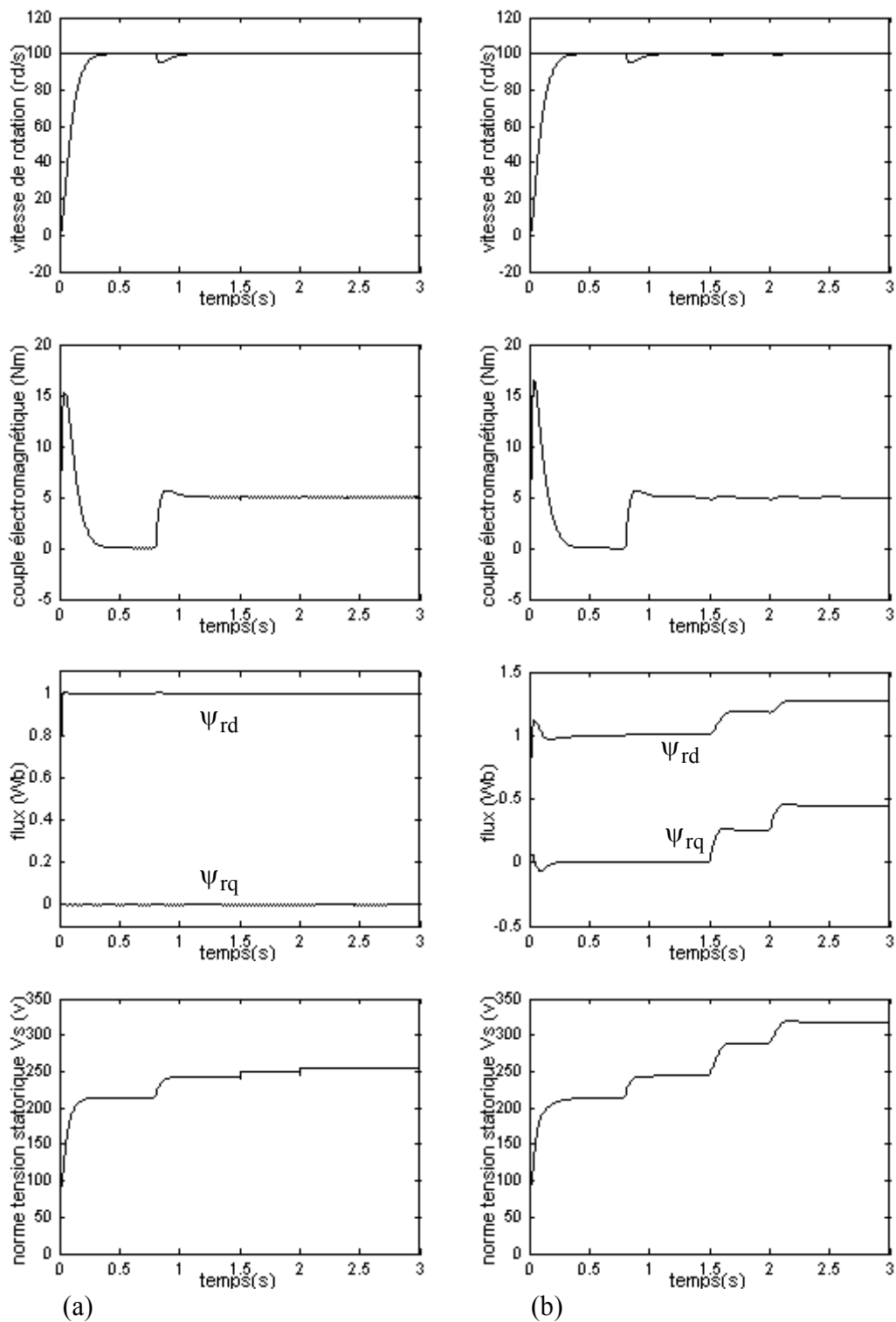


Figure II.13. Robustesse de la commande vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique R_r (augmentation de 50% à $t=1.5$ s et 100% à $t=2$ s)
 a). CVD b). CVI

Conclusion

D'après les résultats précédents, on peut conclure que la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (directe et indirecte) est très performante et nous permet de faire fonctionner la machine asynchrone avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Autrement dit, la commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à ceux de la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique. Cependant, l'inconvénient majeur de cette commande (particulièrement la *CVI*) est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, en particulier de la variation avec la température et la saturation de la résistance rotorique R_r qui intervient dans la définition de ω_r .

Nous avons vu aussi dans ce chapitre que la commande des machines asynchrones nécessite la connaissance des grandeurs difficilement ou même non mesurables. Les techniques développées en automatique et connues sous le nom de " l'observation d'état" apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ces problèmes. Le chapitre suivant est donc consacré à ce sujet à travers le développement et l'utilisation du filtre de Kalman.

Chapitre III: Filtre de Kalman stochastique d'ordre complet

Introduction

Actuellement, les machines asynchrones sont les machines électriques les plus utilisées dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à leur simplicité de construction et leur robustesse. Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis (afin de garantir les performances souhaitées), les régulations de flux et de la vitesse sont indispensables. Or, les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position) [GRE 00], [CAN 00.2]. Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...).

Elles peuvent être reconstituées par :

- *Estimateurs utilisés en boucle ouverte*

Reposant sur l'utilisation d'une représentation sous forme d'équation de *Park* en régime statique (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont caractérisés par la simplicité de mise en œuvre. Cependant, leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques avec la température et la fréquence [GAR 98], [GRE 00], [AKI 03].

- *Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées*

Ces techniques de reconstitution de flux et de vitesse de rotation sont le sujet de notre travail. Dans ce qui suit, on présente donc le principe des observateurs, leur classification ainsi que la présentation de l'observateur utilisé.

I. Observateurs

I.1. Principe des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées, (figure III.1) [GRE 00], [BOU 01], [SAI 02].

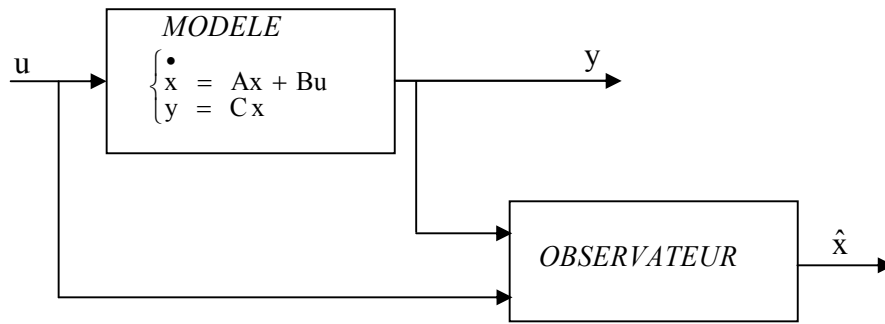


Figure III.1. Principe de l'observation

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (figure III.2).

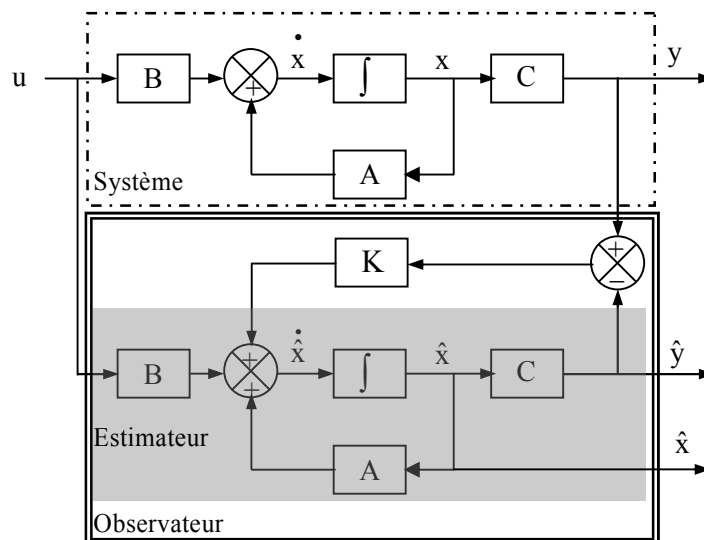


Figure III.2 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

I.2. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [GAR 98], [GRE 00], [BOU 03]:

- *observateurs pour les systèmes linéaires*: ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

- *observateurs pour les systèmes non linéaires*: les systèmes peuvent être non linéaires. Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple:

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [BOU 03], [AKI 03]:

- *observateurs de type déterministes*: ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état: l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

- *observateurs de type stochastiques*: ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [CAN 00.2]:

- *observateurs d'ordre complet*: ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux

composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse,

- *observateurs d'ordre réduit* : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C (figure III.2). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K (figure III.2) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [CAN 00.2].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [CAN 00.2].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

Les paragraphes suivants donnent donc les principaux bruits de mesure et d'état qui peuvent affecter le système et mentionnent les différentes hypothèses concernées.

II. Bruit

II.1. Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine asynchrone (paragraphe (I.2) du chapitre I). En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses 5 et 6). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer (hypothèses 8) qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [SED 98]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dûs aux variations des paramètres de la machine (hypothèses 1, 2 et 3). Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements et des barres rotoriques de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques et rotoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température. De plus, la résistance des barres de la cage rotorique augmente lorsque la fréquence des courants augmente; les lignes de courants sont repoussées sur la périphérie des barres [SED 98], [CAN 02.1].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur (hypothèse 4). L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état " A " dans chaque période d'échantillonnage)

peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [SED 98].

II.2. Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques-numériques (*CAN*). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au *CAN*. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [SED 98].

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

III. Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur linéaire qui peut être, dans le cas d'un système non linéaire, appliqué au modèle linéarisé. On parle alors de filtre de Kalman étendu. Ce dernier peut être utilisé pour l'estimation d'état, voire de paramètres de la machine asynchrone [NAJ 88], [SED 98], [GRE 00].

Le filtre de Kalman permet de résoudre, dans le domaine temporel, le problème de l'estimation statistique pour des systèmes linéaires. Il fait appel à la représentation d'état des systèmes linéaires stochastiques. Il fournit alors une estimation optimale au sens de la variance minimale ainsi que la variance de l'erreur d'estimation [SED 98].

Dans le cas d'un système discret, la formulation du filtre est particulièrement adaptée au traitement numérique, donc à l'implantation sur un ordinateur en vue de son fonctionnement en temps réel.

III.1. Modèle stochastique

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statorique en vue de l'estimation d'état ou de paramètres de la machine asynchrone a été effectué au paragraphe (I.6) du premier chapitre. Afin d'être implémenté directement sur un ordinateur, le modèle d'état continu doit être discrétisé.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.15) sont donc échantillonnés à une période T_e . On pose alors :

$$\begin{cases} x_k = x(kT_e) \\ u_k = u(kT_e) \\ y_k = y(kT_e) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

avec:

$$x_k = [i_{s\alpha_k} \quad i_{s\beta_k} \quad \psi_{r\alpha_k} \quad \psi_{r\beta_k}]^t \quad \text{et} \quad u_k = [u_{s\alpha_k} \quad u_{s\beta_k}]^t$$

La matrice d'état discrète est obtenue par un développement en série de *Taylor* à l'ordre un de l'exponentielle de matrice d'état continue "A". Puisque la vitesse mécanique intervient dans certains coefficients de la matrice d'état continue, la matrice de transition doit être réactualisée à chaque itération avec une mesure de la vitesse mécanique [BEN 95], [SED 98].

En posant :

$$A(p\Omega(kT_e)) = A(p\Omega_k)$$

Il vient:

$$\begin{cases} A_k = \exp(A(p\Omega)T_e) \approx I_4 + A(p\Omega_k) \cdot T_e \\ B_k = (A(p\Omega_k))^{-1} (A_k - I_4) B \approx B \cdot T_e \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

avec: I_4 la matrice identité d'ordre 4.

La discrétisation du modèle donné par l'équation (II.15) s'écrit alors :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k \\ y_k = C x_k \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

avec:

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e \cdot \gamma & 0 & T_e \cdot \frac{K_1}{T_r} & T_e \cdot K_1 \cdot p\Omega \\ 0 & 1 - T_e \cdot \gamma & -T_e \cdot K_1 \cdot p\Omega & T_e \cdot \frac{K_1}{T_r} \\ T_e \cdot \frac{L_m}{L_r} & 0 & 1 - T_e \cdot \frac{1}{T_r} & -T_e \cdot p\Omega \\ 0 & T_e \cdot \frac{L_m}{L_r} & T_e \cdot p\Omega & 1 - T_e \cdot \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad B_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

et:

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}.$$

Le système étudié est supposé décrit par un modèle d'état linéaire et discret donné par l'équation (III.3). Cependant, ce modèle est idéal et ne peut véritablement rendre compte de tous les phénomènes qui régissent le système réel. Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le modèle élaboré, on introduit dans l'équation d'état du modèle (équ III.3) un vecteur de perturbation w_k , encore appelé bruit d'état. Les mesures sont toujours entachées d'erreurs. On introduit donc dans l'équation de mesure un vecteur de bruit de mesure v_k . Le modèle d'état discret tenant en compte les erreurs considérées s'écrit :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + w_k \\ y_k = C x_k + v_k \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Afin d'obtenir une estimation optimale par le filtre de Kalman, le bruit d'état w_k et de mesure v_k doivent être centrés, blancs, gaussiens, décorrélés et de matrice de covariance Q et R qui doivent être connues.

L'état initial x_0 est une variable aléatoire d'espérance $x_{0/0} = E(x_0)$, de matrice de covariance $\hat{P}_{0/0}$ connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

En résumé nous avons:

$$\begin{cases} E(w_k) = 0 \\ E(v_k) = 0 \\ E(w_k \cdot v_i^t) = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} E(w_k \cdot w_i^t) = Q \delta_{ki} \\ E(v_k \cdot v_i^t) = R \delta_{ki} \end{cases} \quad \text{où } k, i \in \mathbb{N} \quad (\text{III.6})$$

où Q , R et P_0 sont des matrices symétriques définies positives et δ_{ki} est le symbole de Kronecker, qui vaut 1 si $k=i$ et 0 si $k \neq i$.

III.2. Filtre de Kalman standard

La prédiction de l'état $\hat{x}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$ s'écrit:

$$\begin{cases} \hat{x}_{k+1/k} = A_k \cdot \hat{x}_{k/k} + B_k \cdot u_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^t + Q \end{cases} \quad (III.7)$$

L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures y_{k+1} pondérées par le gain de Kalman K_{k+1} :

$$\hat{x}_{k+1/k+1} = \hat{x}_{k+1/k} + K_{k+1} \cdot (y_{k+1} - C \cdot \hat{x}_{k+1/k}) \quad (II.8)$$

Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R :

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} \cdot C^t \cdot (C \cdot \hat{P}_{k+1/k} \cdot C^t + R)^{-1} \quad (III.9)$$

et

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} \cdot C) \cdot \hat{P}_{k+1/k} \quad (III.10)$$

La figure (III.3) représente le schéma général du filtre de Kalman standard discret:

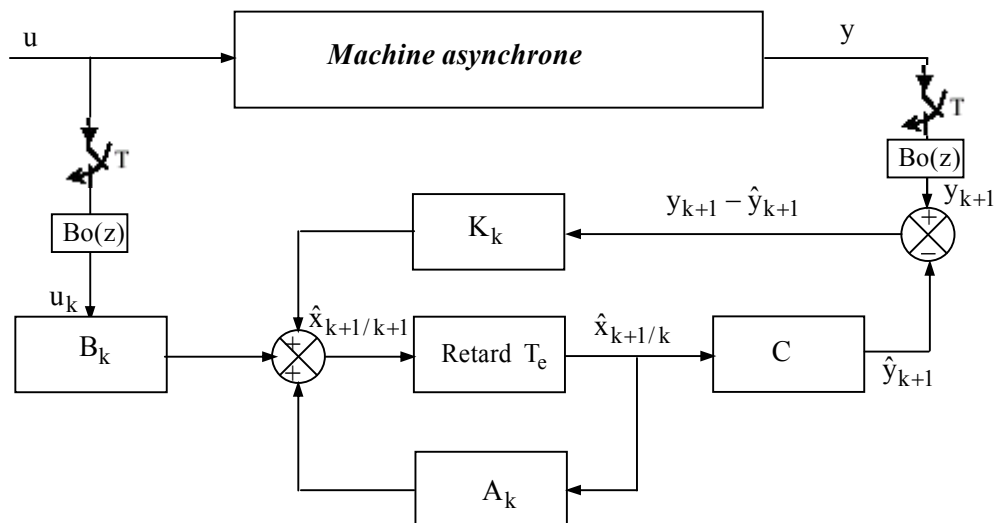


Figure III. 3. Schéma général du filtre de Kalman discret

III.3. Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman standard, décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer des paramètres de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres recherchés. Le modèle devient alors non linéaire. On peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman standard à un modèle linéarisé du système.

Il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [SED 98], [GRE 00], [AKI 03].

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur asynchrone peut être modélisé par le modèle non linéaire suivant:

$$\begin{cases} x_{k+1}^e = f(x_k^e, u_k) + w_k^e \\ y_k = h(x_k^e) + v_k \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

avec:

$$x_k^e = [x_k \quad \theta_k]$$

où : x_k représente le vecteur des états à estimer et θ_k : représente le vecteur des paramètres à estimer.

Etant donné que:

$$Q_x = E(w_{xk} \cdot w_{xi}^t) \quad \text{et} \quad Q_\theta = E(w_{\theta k} \cdot w_{\theta i}^t).$$

avec;

Q_x : matrice de covariance des états,

Q_θ : matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Le processus d'observation par le filtre de Kalman étendu est donné en deux phases [NAJ 88]:

a). Phase de prédiction

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}_{k+1/k}^e = f(x_{k/k}^e, u_k) \quad (\text{III.13})$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^t + Q \quad (\text{III.14})$$

avec:

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (\text{III.15})$$

b). Phase de correction

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (\text{III.16})$$

avec:

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_{k/k}^e} \quad (\text{III.17})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{x}_{k+1/k+1}^e = \hat{x}_{k+1/k}^e + K_{k+1} (y_{k+1} - H_k \hat{x}_{k+1/k}^e) \quad (\text{III.18})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III.19})$$

III.4. Détermination des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [MOR 05].

Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R .

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres (utilisation du filtre de Kalman standard), la matrice de covariance du bruit d'état Q est d'ordre (4×4) et la matrice de covariance de bruit de mesure R est la matrice d'ordre (2×2) . Ainsi, ceci exigerait la connaissance de 20 éléments. En supposant que les signaux du bruit ne sont pas corrélés, Q et R sont diagonales, 4 éléments seulement doivent être connus dans Q et 2 éléments dans R . Cependant, la machine asynchrone est parfaitement symétrique en construction. Les paramètres dans les deux axes de *Park* sont donc identiques. Cela signifie que les deux premiers éléments de la diagonale de Q sont égaux ($q_{11}=q_{22}$), le troisième et le quatrième élément dans la diagonale sont égaux ($q_{33}=q_{44}$). Ainsi, $Q=\text{diag}(q_{11}, q_{11}, q_{22}, q_{22})$ contient seulement 2 éléments non connus.

Similairement, les deux éléments diagonaux dans R sont égaux ($r_{11}=r_{22}$). Ainsi la matrice $R=\text{diag}(r_{11}, r_{11})$.

Le nombre d'éléments des matrices Q et R est donc réduit et seulement 3 éléments doivent être connus.

Dans le cas d'une estimation d'état et des paramètres (utilisation du filtre de Kalman étendu), le nombre des éléments à connaître dans les matrices de covariance de bruit Q et R est égale à 3 plus le nombre de paramètres à estimer (exemple, cas d'extension du filtre de Kalman à la vitesse, le nombre des éléments dans Q et R devient $3+1=4, \dots$ etc).

IV. Application du filtre de Kalman standard

Dans cette section, le filtre de Kalman standard est appliqué pour l'estimation du courant statorique et du flux rotorique suivant les axes α et β d'une machine asynchrone triphasée à cage.

La période d'échantillonnage du filtre est considéré confondu avec le pas de résolution et égal à $100\mu\text{s}$. Les matrices de covariance du bruit sur l'état et sur les mesures Q et R respectivement sont données comme suit:

$$Q = \text{diag}\left[10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 10^{-7} \quad 10^{-7}\right] \quad R = \text{diag}[10^{-3} \quad 10^{-3}].$$

Les figures (III.4), (III.5) montrent, respectivement, les courants statoriques estimés $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$ ainsi que le module du courant statorique estimé et son erreur d'estimation. Les flux rotoriques estimés $\hat{\psi}_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta}$ ainsi que le module du flux rotorique et l'erreur sur son estimation sont représentés sur les figures (III.6) et (III.7). On peut remarquer que l'estimation des composantes des courants statoriques et des flux rotoriques coïncident avec les composantes réelles avec une erreur statique d'estimation très faible (de l'ordre de 1.33% pour les courants et de 1.05% pour les flux).

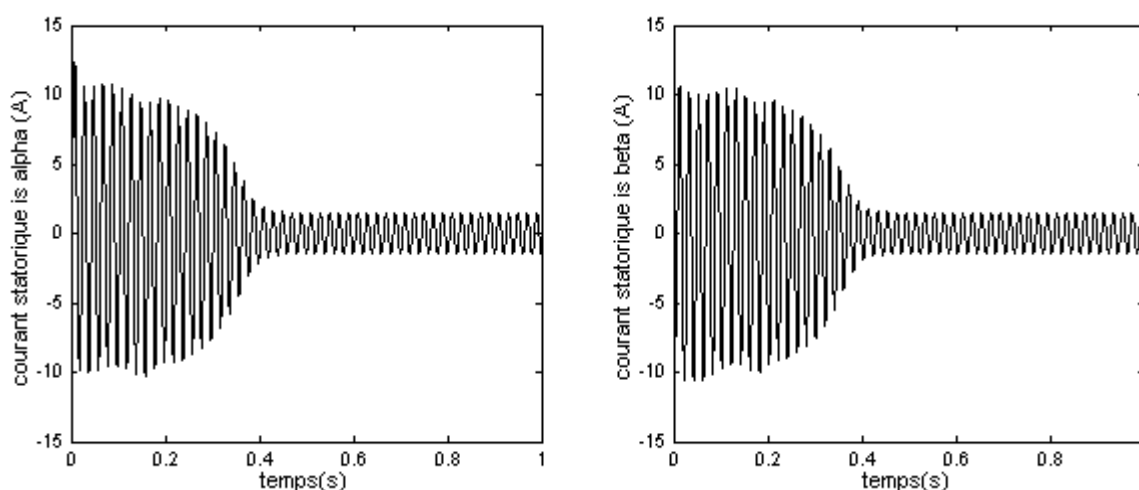


Figure III.4. Estimation des courants statoriques $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$

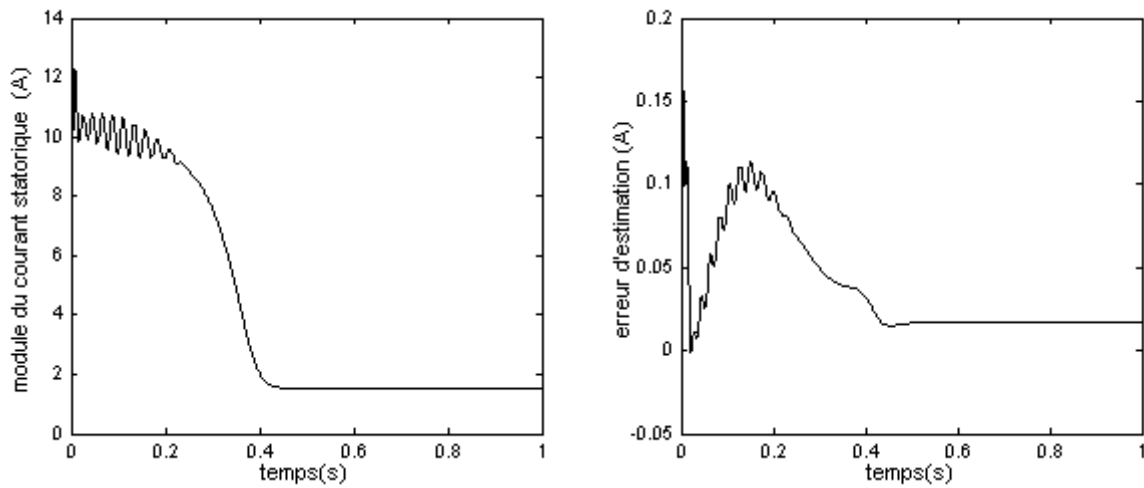


Figure III.5. Estimation du module du courant statorique et son erreur d'estimation

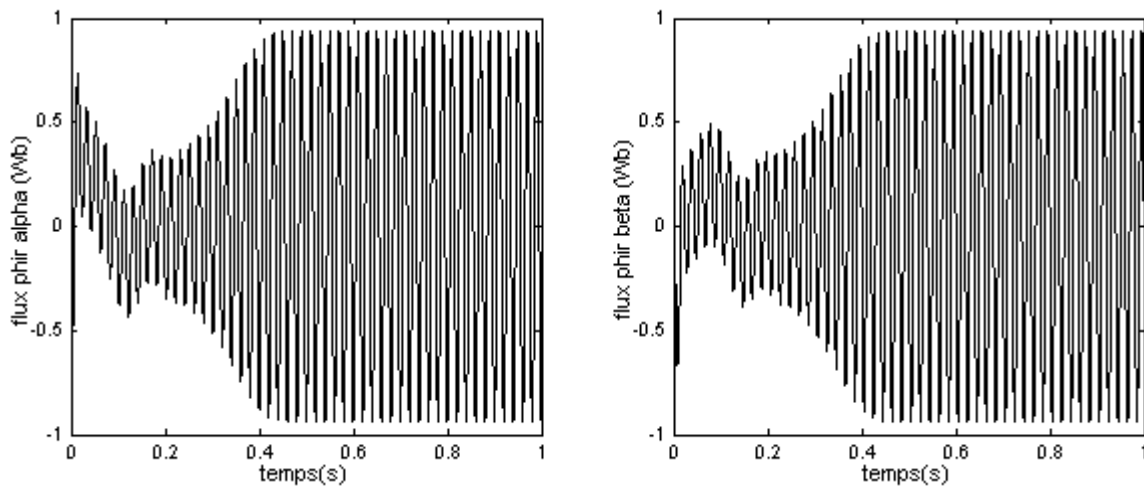


Figure III.6. Estimation des flux rotoriques $\hat{\psi}_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta}$

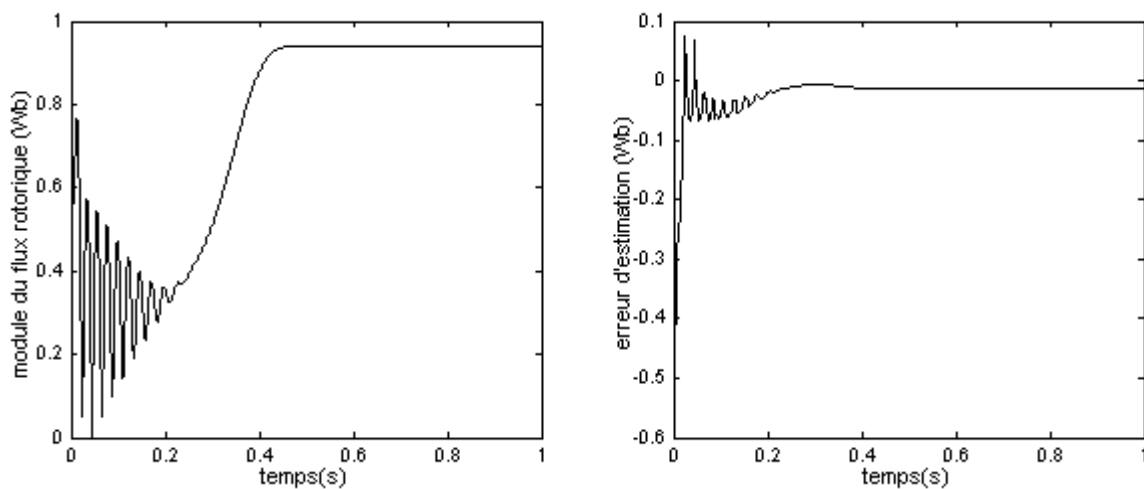


Figure III.7. Estimation du module du flux rotorique et son erreur d'estimation

Conclusion

Comme l'observation d'état est indispensable pour l'élaboration des commandes performantes, les filtres de Kalman standard et étendu sont présentés dans ce chapitre. Le filtre de Kalman standard est utilisé dans les systèmes linéaires pour l'estimation d'état tandis que le filtre de Kalman étendu est utilisé dans les systèmes non linéaires pour l'estimation d'état et des paramètres. Les résultats de simulation du filtre de Kalman standard sont satisfaisants. On a constaté que sa mise en œuvre est facile. En effet, ce filtre possède une stabilité et une convergence remarquables. L'utilisation de ce filtre standard permet d'élaborer une commande vectorielle directe avec capteur de vitesse. Cependant, le chapitre suivant présente l'application du filtre de Kalman étendu en vue d'élaborer une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse.

Chapitre IV

Commande vectorielle directe sans capteur mécanique du moteur asynchrone

Introduction

La commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux [BAG 99]. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et le flux de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et du flux peuvent être réalisées sur des *DSP* de faible coût [BAG 99], [KOU 02].

La reconstitution de la vitesse et du flux est réalisée par des estimateurs ou des observateurs qui sont construits à partir du modèle de la machine. Pour le cas des estimateurs, la dynamique d'estimation (en boucle ouverte) dépend des constantes de temps de la machine et ne peut être maîtrisée. Par contre, pour les observateurs, la dynamique d'observation est contrôlée.

Il existe de très nombreuses publications et études traitant ce sujet. Citons parmi elles : [GAR 98], [BAG 99], [KOU 02], [NAI 03], [AKI 03].

Dans [GAR 98], on trouve une multitude d'observateurs pour la reconstitution de vitesse et du flux. L'observateur de Luenberger dans le cas déterministe et le filtre de Kalman dans le cas stochastique et, en fin, l'observateur par mode de glissement. L'auteur a implanté ces observateurs dans des bancs d'essais et donné des résultats de simulation ainsi qu'expérimentation de ces observateurs en ordre complet et réduit avec des adaptations paramétriques pour éliminer l'effet des variations des paramètres.

Les techniques d'estimation à base du filtre de Kalman étendu et à base du *MRAS* ont été traitées par [BAG 99] et [AKI 03]. [BAG 99] donne aussi une introduction aux méthodes intelligentes (algorithmes génétiques, logique floue et réseau de neurones). [KOU 02] présente l'utilisation d'un observateur par mode de glissement robuste vis-à-vis des non linéarités et variations paramétriques. [NAI 03] utilise la logique floue.

I. Application du filtre de Kalman étendu au MAS alimenté par un onduleur à MLI

Dans ce cas, le moteur est alimenté par un onduleur de tension à *MLI* commandé en boucle ouverte. Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des courants et des flux dans le repère (α, β) ainsi que la vitesse de rotation mécanique. Celle-ci peut être considérée comme un état (introduction de l'équation mécanique dans le système d'état) ou comme un paramètre (lorsque l'on suppose que sa dynamique est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques). Dans ce qui suit on traite ces deux cas.

I.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état

Le moteur électrique peut être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires du 5^{ème} ordre (IV.1), avec 4 variables électriques (courants et flux), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de contrôle (tensions statoriques). Ce modèle est non linéaire puisque le vecteur d'état est étendu à la vitesse mécanique de rotation. On a donc dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \bullet \\ x_1 = -\gamma x_1 + \frac{K_1}{T_r} x_3 + K_1 p x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \bullet \\ x_2 = -\gamma x_2 + \frac{K_1}{T_r} x_4 - K_1 p x_5 x_3 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \bullet \\ x_3 = \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_5 x_4 \\ \bullet \\ x_4 = \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_5 x_3 \\ \bullet \\ x_5 = \mu (x_3 \cdot x_2 - x_4 \cdot x_1) - \frac{f}{J} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (IV.1)$$

avec:

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad \mu = \frac{3pL_m}{2JL_r}$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$\begin{cases} \mathbf{u} = [\mathbf{u}_{s\alpha} & \mathbf{u}_{s\beta}]^t \\ \mathbf{x} = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^t = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \psi_{r\alpha} & \psi_{r\beta} & \Omega]^t \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

En considérant que le vecteur de sortie $y(t)$ est constitué des deux courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, le système non linéaire (IV.1) peut être représenté sous la forme (IV.3) :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^e(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}^e(t), \mathbf{u}(t), t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}^e(t), t) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

où: $\mathbf{x}^e(t)$ un vecteur d'état de dimension n ,

$\mathbf{u}(t)$ un vecteur de contrôle de dimension m ,

$\mathbf{y}(t)$ un vecteur de sortie de dimension p .

La représentation d'état continue non linéaire (IV.3) du moteur suppose que le fonctionnement de ce dernier est dans un environnement déterministe. Or, notre but est l'estimation du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse de rotation dans un environnement stochastique par le filtre de Kalman étendu. Nous ajoutons donc des vecteurs de bruit d'état $\mathbf{w}(t)$ et de mesure $\mathbf{v}(t)$ dans l'équation d'état et de mesure respectivement. De plus, ce filtre exige la discrétisation du modèle en vue de son fonctionnement en temps réel sur les calculateurs numériques. Le modèle discret stochastique est donné comme suit:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1}^e = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k^e, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k^e \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k^e) + \mathbf{v}_k \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

avec: \mathbf{w}_k^e un vecteur de bruit d'état de dimension (5×1) ,

\mathbf{v}_k un vecteur de bruit de mesure de dimension (2×1) .

L'algorithme du filtre de Kalman étendu est donné au chapitre III (expressions III.13, III.14, III.16, III.18 et III.19). Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (III.15) et (III.17) respectivement, sont:

$$F_k = \left. \frac{\partial f(x_k^e, u_k)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_k^e/k} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K_1}{T_r} & T_e p K_1 x_5 & T_e p K_1 x_4 \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -T_e p K_1 x_5 & T_e \frac{K_1}{T_r} & -T_e p K_1 x_5 \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_5 & -T_e p x_4 \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & T_e p x_5 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_3 \\ -T_e \mu x_4 & T_e \mu x_3 & T_e \mu x_2 & T_e \mu x_1 & 1 - T_e \frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (IV.5)$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(x_k^e)}{\partial x_k^e} \right|_{x_k^e = \hat{x}_k^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

La simulation de la MAS et de sa commande vectorielle est implantée sous *Simulink*. Le filtre de Kalman étendu présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations matricielles en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté donc comme une "S-fonction" (fonction système), puis, inséré dans le schéma de simulation global en *Simulink* sous forme d'un bloc "S-fonction" (figure IV.2). L'utilisation des "S-fonction" est incontournable pour la description des processus complexes, difficilement représentables graphiquement ou encore pour les systèmes sous forme de jeu d'équations [BUC 01], [AKI 03].

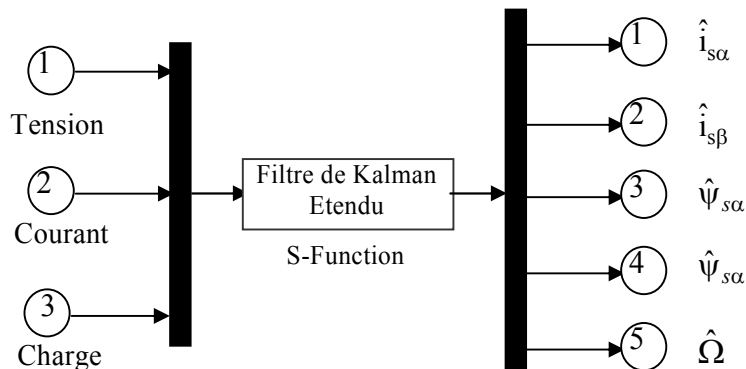


Figure.IV.1. Représentation du filtre de Kalman étendu sous forme de S-fonction

I.2. Deuxième cas: Considération de la vitesse comme un paramètre

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur est décrit par le modèle d'état continu (IV.7) où on considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\gamma x_1 + \frac{K_1}{T_r} x_3 + K_1 p x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\gamma x_2 + \frac{K_1}{T_r} x_4 - K_1 p x_5 x_3 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - p x_5 x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{T_r} x_2 - \frac{1}{T_r} x_4 + p x_5 x_3 \\ \dot{x}_5 = 0 \end{cases} \quad (IV.7)$$

Notons que les vecteurs de commande et d'état et la matrice H_k restent les mêmes que dans le premier cas. Par contre, la matrice F_k devient :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & T_e \frac{K_1}{T_r} & T_e p K_1 x_5 & T_e p K_1 x_4 \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -T_e p K_1 x_5 & T_e \frac{K_1}{T_r} & -T_e p K_1 x_5 \\ T_e \frac{L_m}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_5 & -T_e p x_4 \\ 0 & T_e \frac{L_m}{T_r} & T_e p x_5 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e p x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Dans les deux cas, le couple électromagnétique estimé est calculé à partir des flux et des courants estimés par la formule ci-dessous:

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\hat{\psi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} \hat{i}_{s\alpha}) \quad (IV.9)$$

I.3. Résultats de simulation

On présente tout d'abord, les résultats de simulation du moteur asynchrone pour lesquels le filtre est testé. Une charge de 5Nm est appliquée à $t=0.7$ s.

Les deux figures (IV.2) et (IV.3) illustrent les courants statoriques et les flux rotoriques suivant les axes α et β . Le couple électromagnétique et la vitesse de rotation mécanique sont montrés par la figure (IV.4).

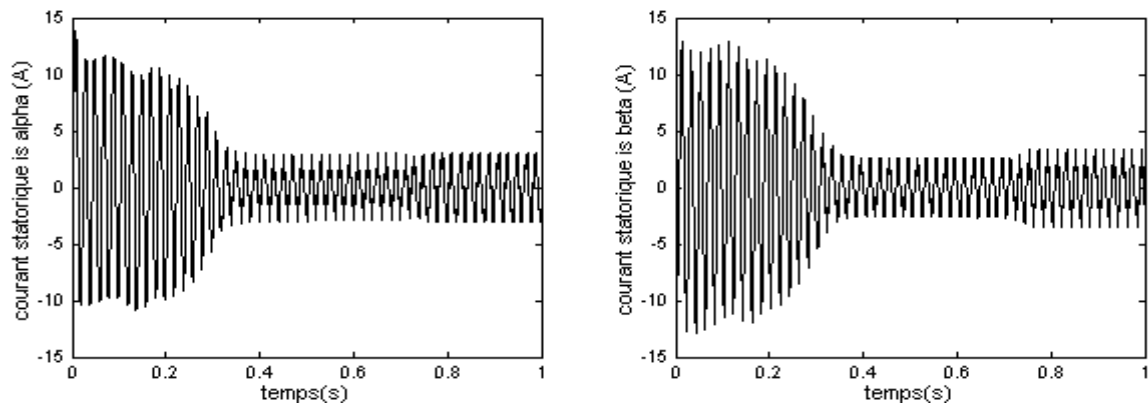


Figure IV.2. Simulation des courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

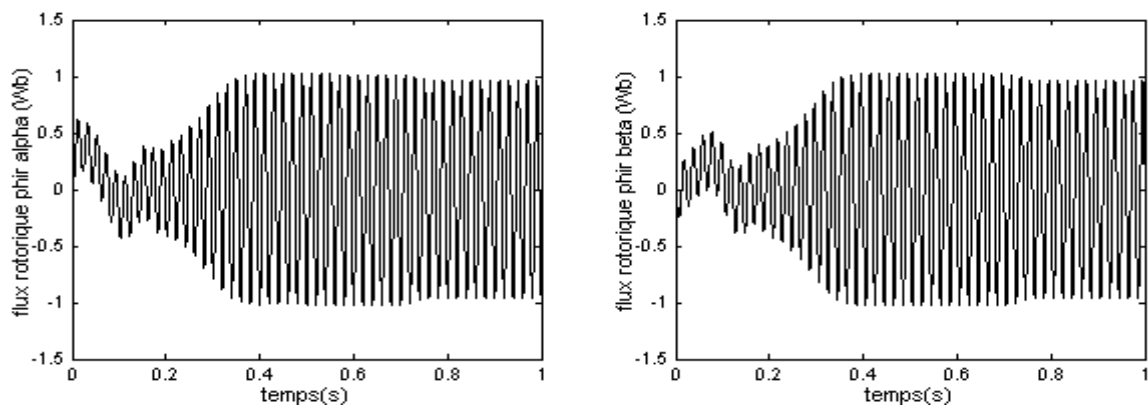


Figure IV.3. Simulation des flux rotoriques $\psi_{r\alpha}$ et $\psi_{r\beta}$

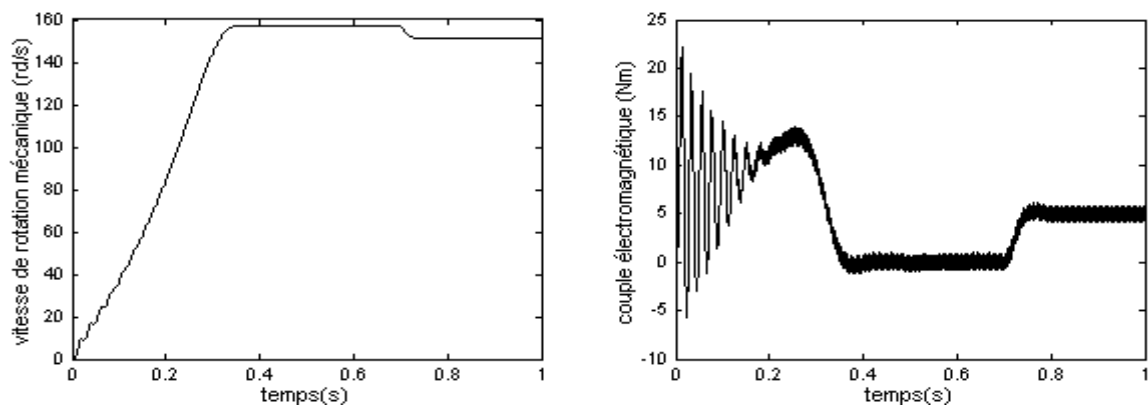


Figure IV.4. Simulation de la vitesse rotorique et le couple électromagnétique

I.3.1. Premier cas: Considération de la vitesse comme un état

Les figures suivantes donnent les résultats de simulation du filtre de Kalman étendu pour le premier cas. Notons qu'on n'a pas besoin d'un bruit supplémentaire injecté dans les courants et les tensions (entrées du filtre de Kalman étendu) car ces derniers sont riches en harmoniques à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à *MLI*.

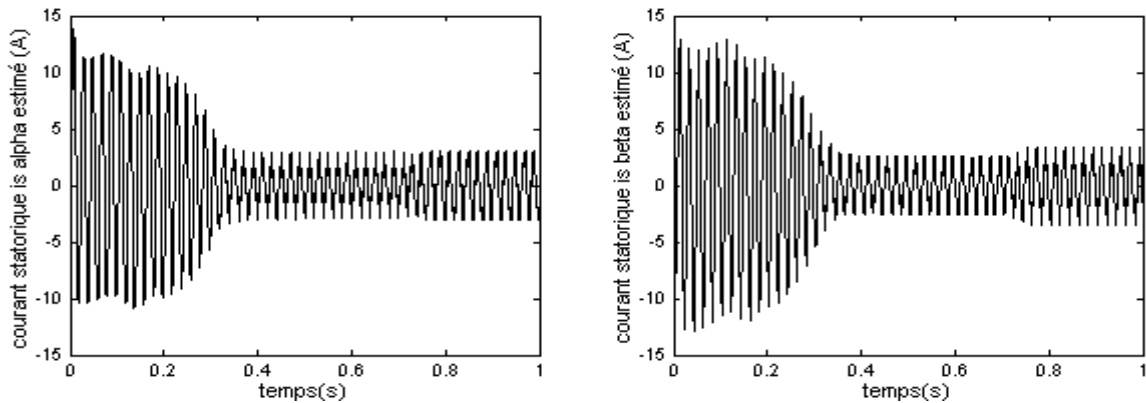


Figure IV.5. Estimation des courants statoriques $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$

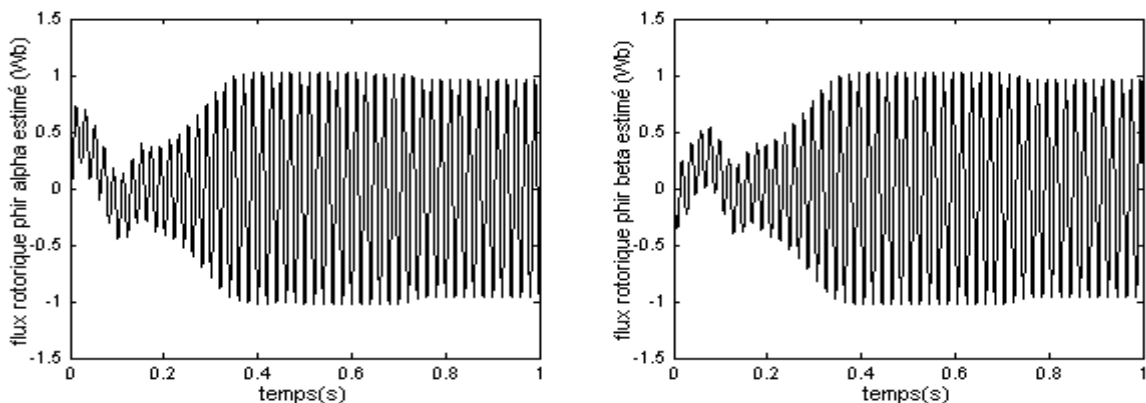


Figure IV.6. Estimation des flux rotoriques $\hat{\psi}_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta}$

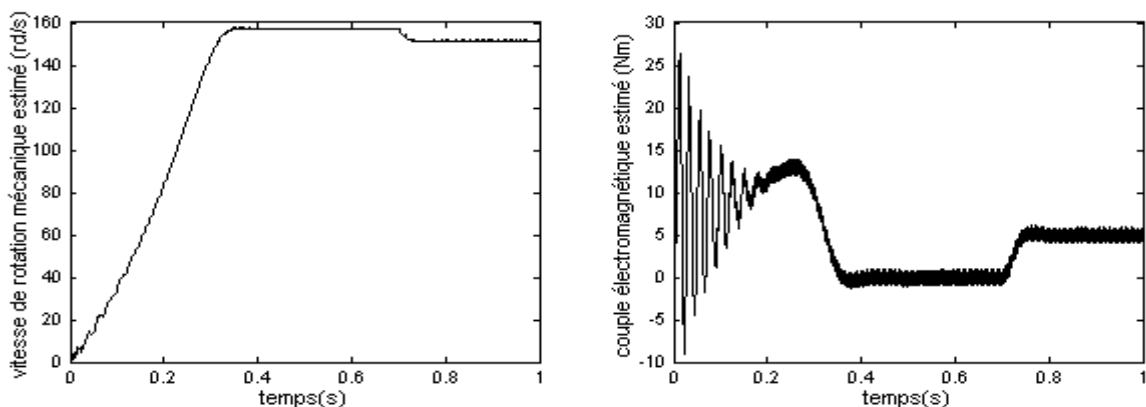


Figure IV.7. Estimation de la vitesse mécanique de rotation et le couple électromagnétique

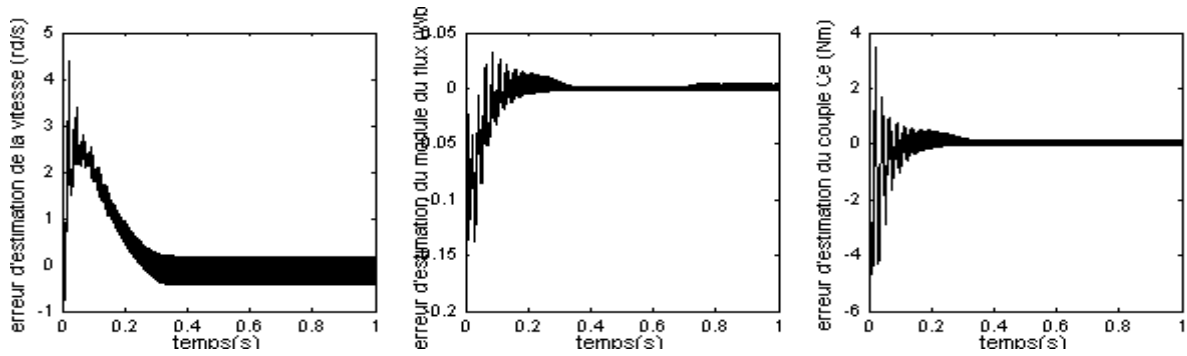


Figure IV.8. Erreurs d'estimation de la vitesse, du module du flux rotorique et du couple électromagnétique

Les résultats de simulation précédents montrent que l'estimation du flux et de la vitesse se fait convenablement. On a constaté une parfaite poursuite en amplitudes et en phases des composantes estimées du courant statorique et du flux rotorique et de leurs composantes réelles respectivement. L'estimation de la vitesse est satisfaisante. En effet, l'erreur d'estimation dépasse 4 rd/s (correspondant à une erreur relative de 2.5%) au démarrage puis tend vers 0.4 rd/s (correspondant à une erreur relative de 0.25%) en régime permanent. On peut noter que l'influence de la charge est négligeable.

Dans le cas où l'on suppose la vitesse comme un état, la variation du moment d'inertie J et le coefficient de frottement visqueux f peut dégrader les performances de ce filtre. La figure (IV.9) représente l'estimation de la vitesse pour une augmentation de 50% du moment d'inertie J .

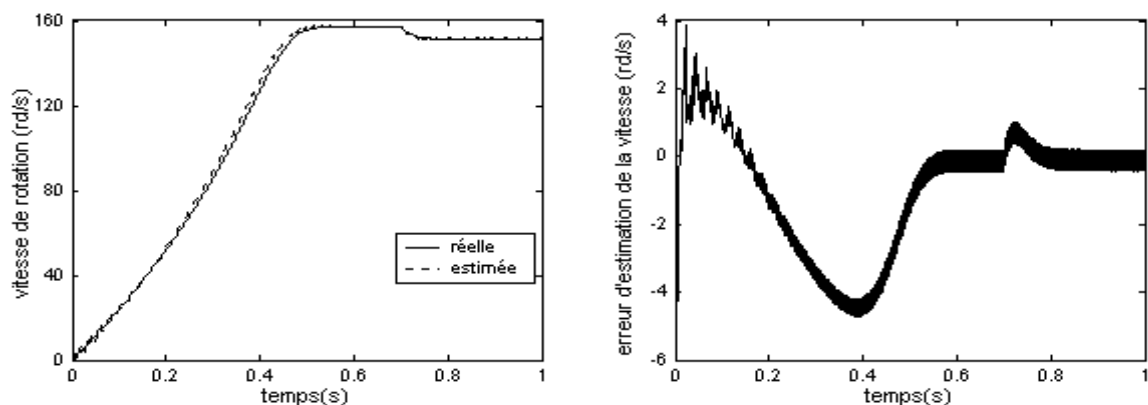


Figure IV.9. Estimation de la vitesse de rotation pour une augmentation de 50% du moment d'inertie.

D'après le résultat de la figure (IV.9), on peut noter une dégradation des performances du filtre.

I.2.2. Deuxième cas: Considération de la vitesse comme un paramètre

Les figures (IV.10, IV.11, IV.12, IV.13) représentent les résultats d'estimation obtenus par le filtre du deuxième cas :

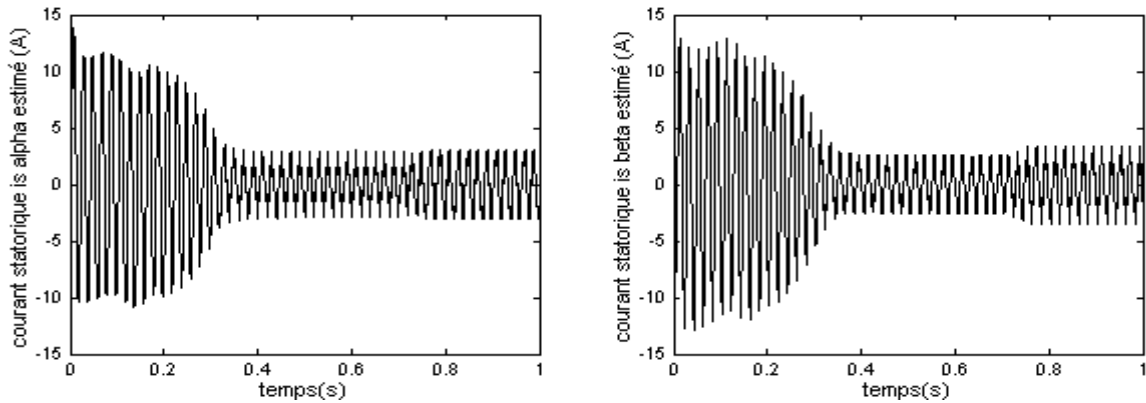


Figure IV.10. Estimation des courants statoriques $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$

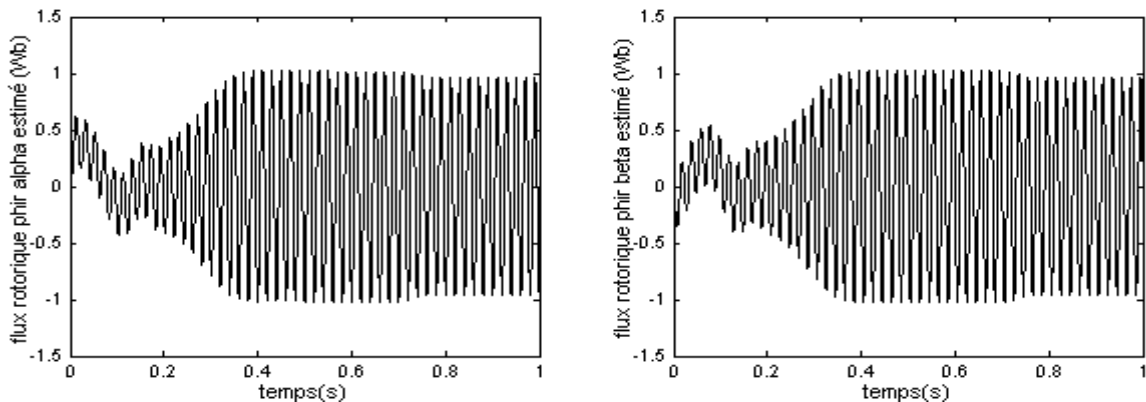


Figure IV.11. Estimation des flux rotoriques $\hat{\psi}_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta}$

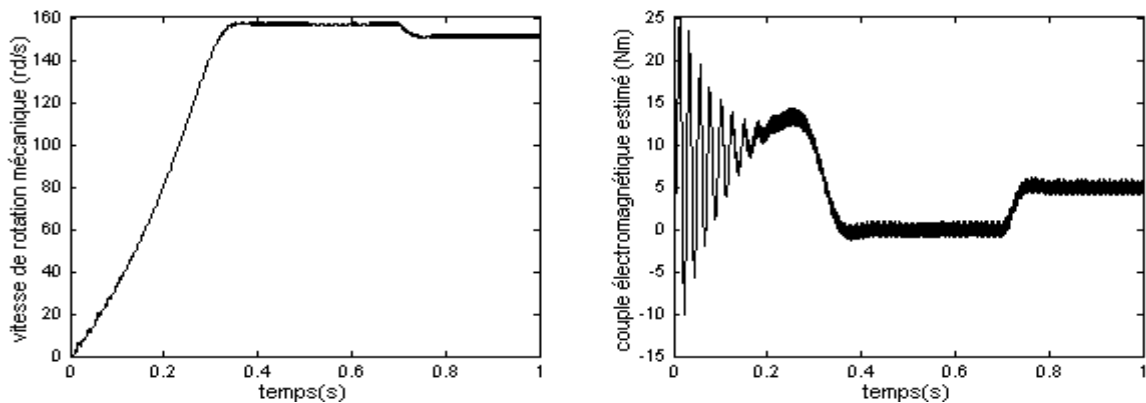


Figure IV.12. Estimation de la vitesse mécanique de rotation et le couple électromagnétique

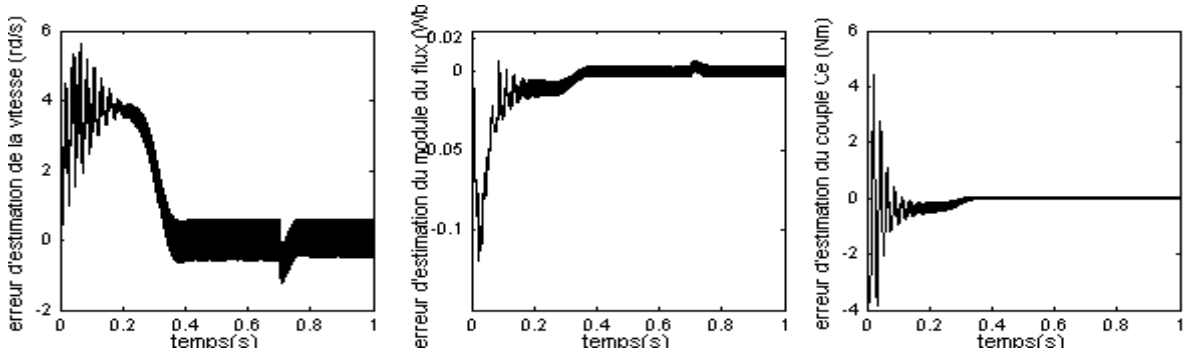


Figure IV.13. Erreurs d'estimation de la vitesse, du module du flux rotorique et du couple électromagnétique

Les performances (faiblesse de l'erreur statique d'estimation) et la simplicité (pas d'influence de la variation du moment d'inertie J et du coefficient de frottement f sur le processus d'estimation) obtenues dans ce cas nous permettent d'utiliser ce filtre afin d'élaborer une commande vectorielle directe sans capteur.

II. Commande vectorielle directe (CVD) sans capteur de vitesse d'un MAS utilisant le filtre de Kalman étendu

Le schéma bloc du système d'entraînement du moteur asynchrone commandé par la CVD sans capteur de vitesse est illustré par la figure (IV.14).

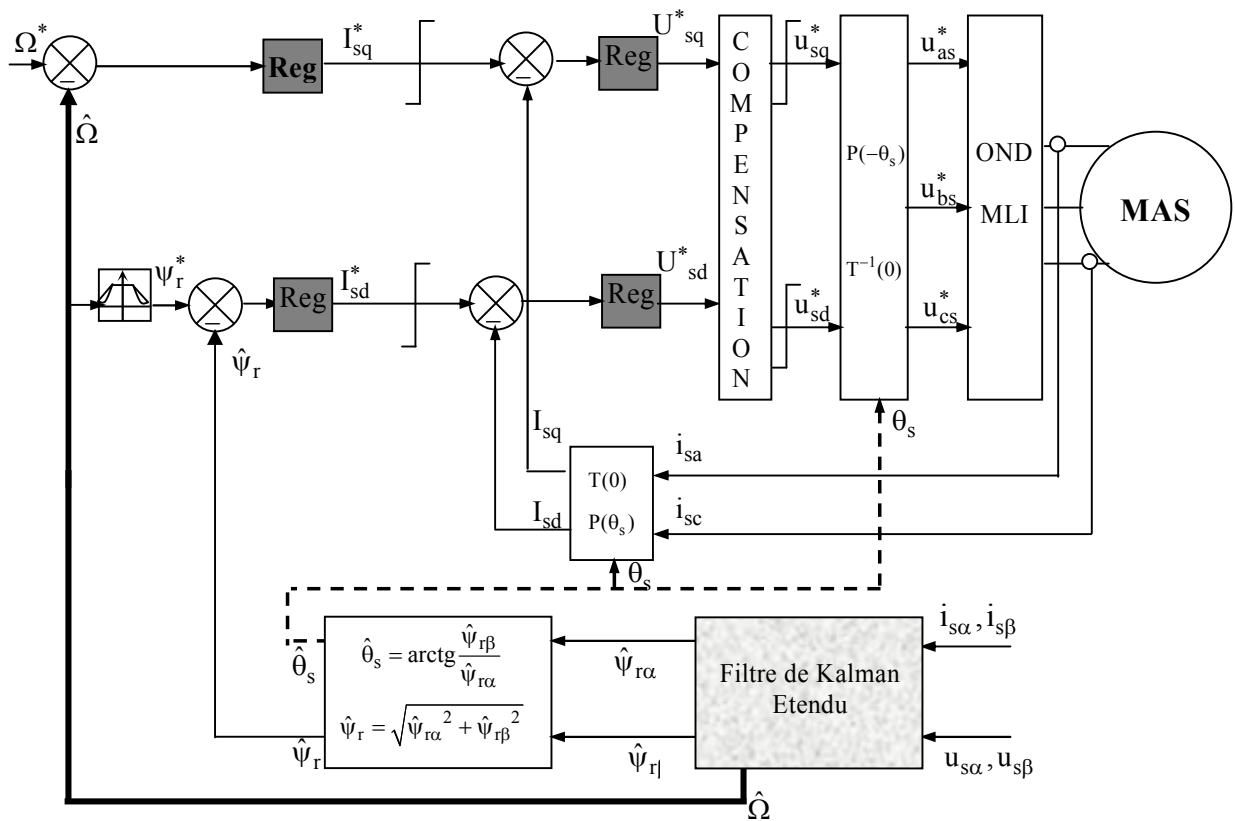


Figure IV.14 Régulation de vitesse par la commande vectorielle directe (CVD) avec introduction du filtre de Kalman étendu

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse du filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé une multitude de cas (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de rotation, fonctionnement en mode défluxé, ...etc). Notons que ce système d'entraînement présente un caractère stochastique à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à *MLI* et après tâtonnement et ajustement, les matrices de covariance Q et R sont fixées comme suit:

$$Q = \text{diag}\left[10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-6} \quad 10^{-2}\right] \text{ et } R = \text{diag}\left[10^{-2} \quad 10^{-2}\right]$$

II.1. Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

La figure (IV.15) illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.7s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 5Nm$. Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet, les erreurs d'estimation de ceux derniers sont négligeables tant au permanent qu'aux transitoires. L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de la variation de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que ce filtre est implanté avec succès dans un control vectoriel direct sans capteur robuste vis-à-vis de la variation de la charge.

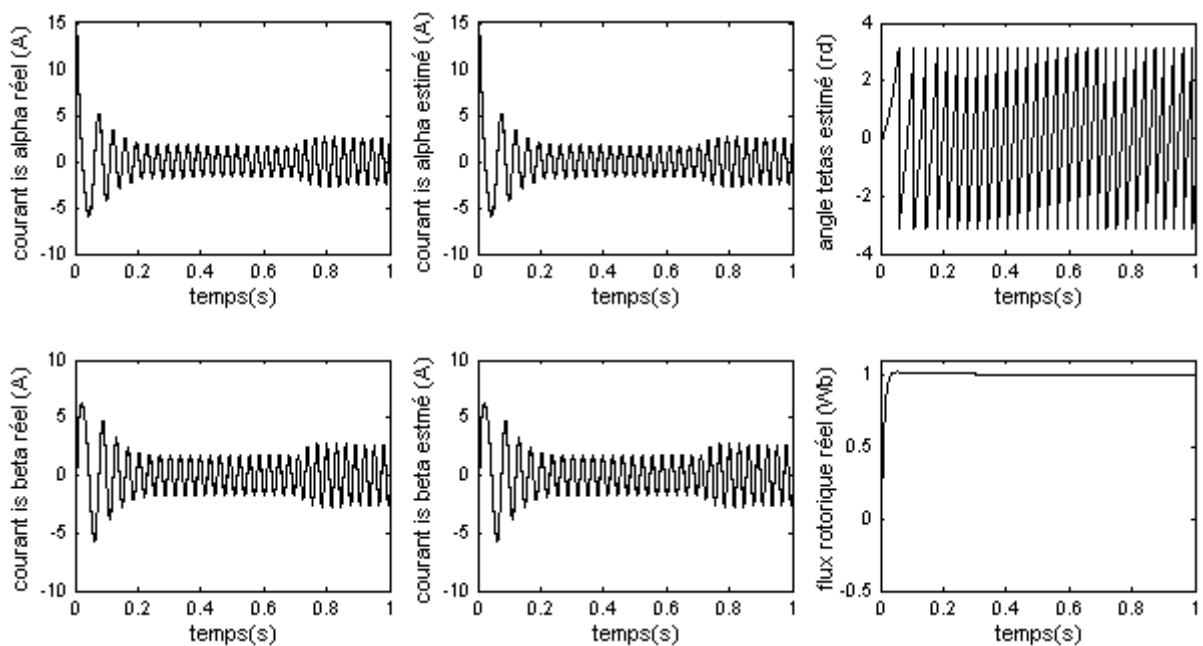


Figure IV.15. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge)

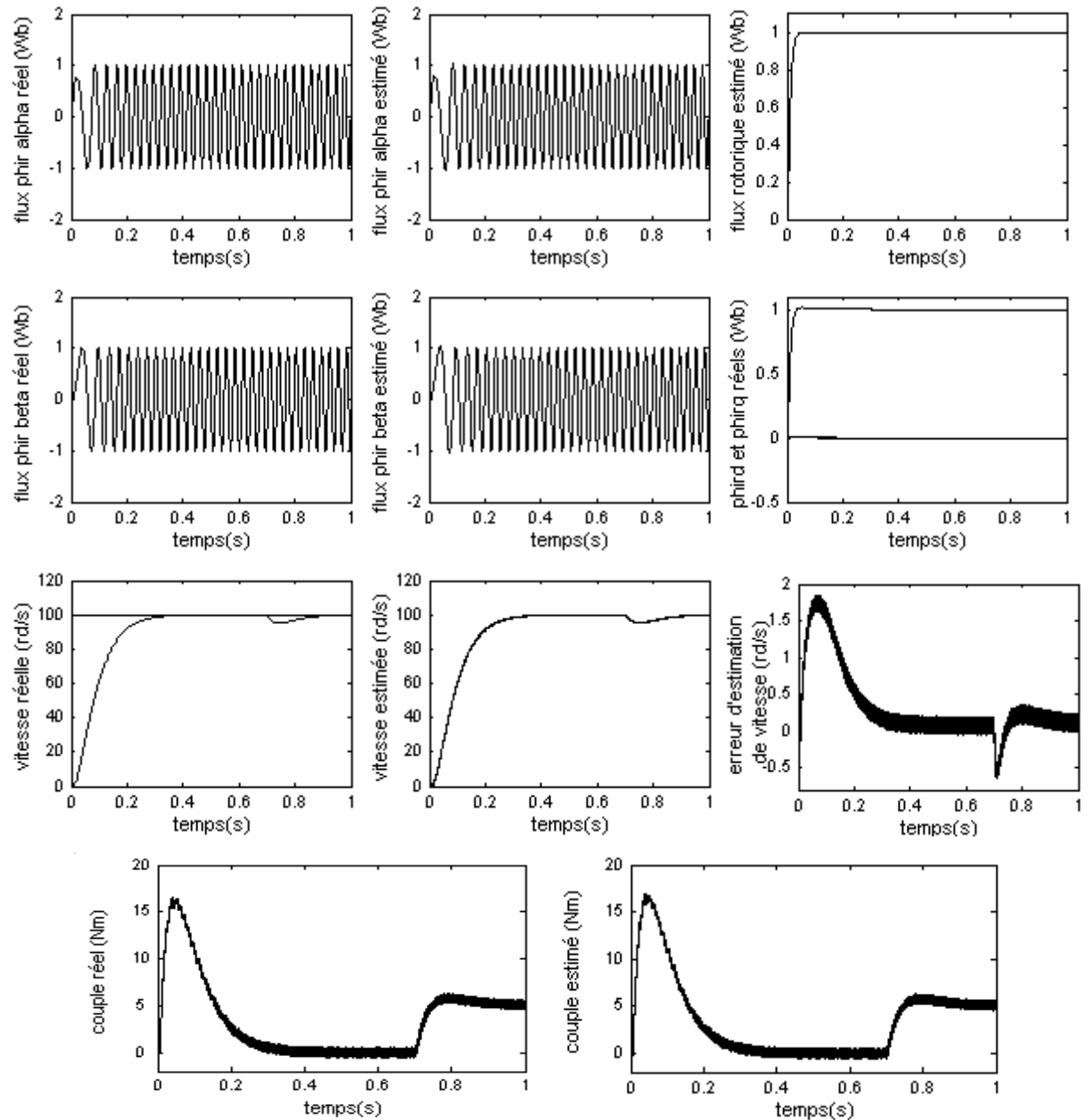


Figure IV.15. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (démarrage à vide avec application de la charge) (suite)

II.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la *CVD* utilisant le filtre de Kalman étendu vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rd/s pendant une durée de temps $t=0.7\text{s}$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rd/s . Les résultats de simulation sont donnés sur la figure (IV.16).

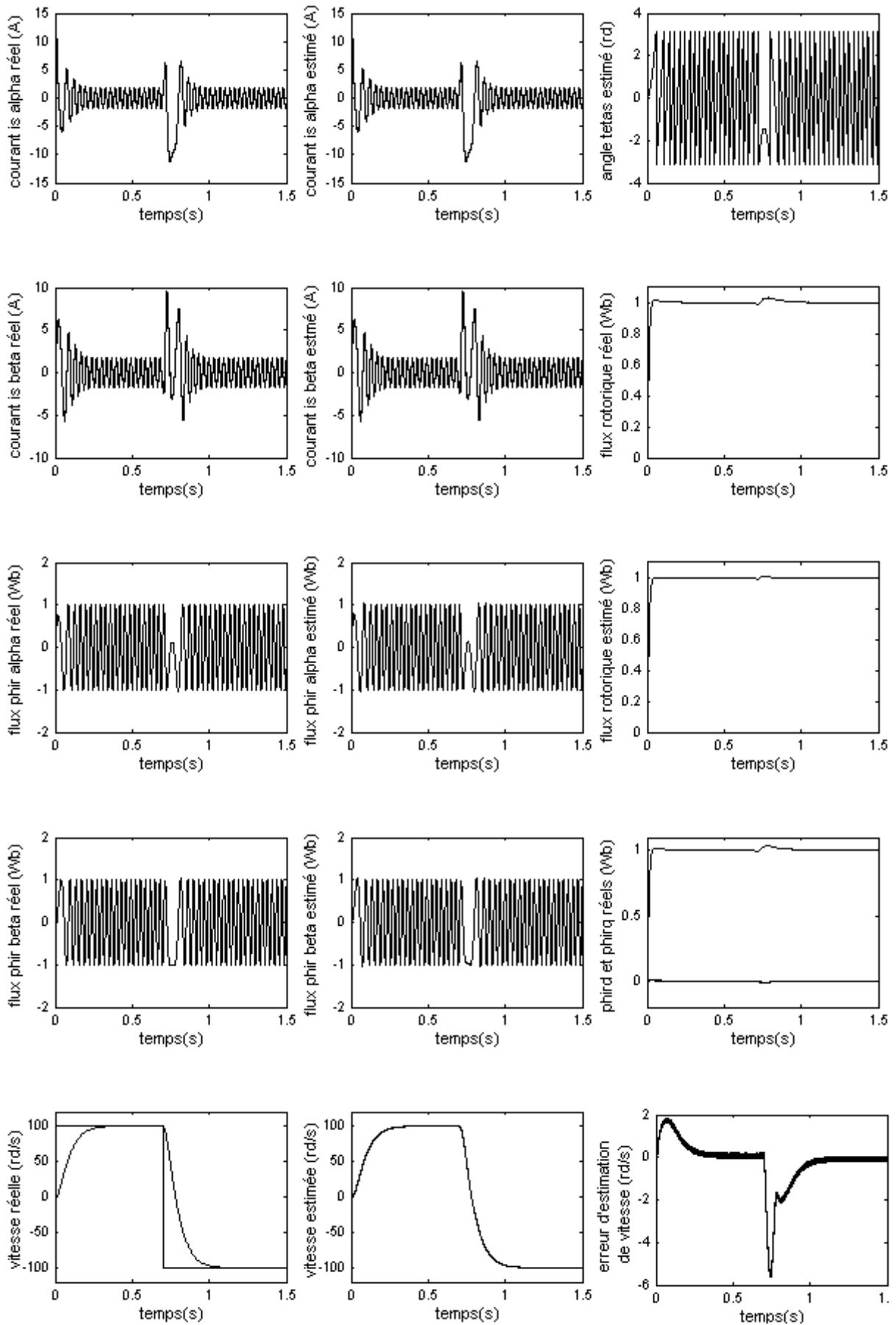


Figure IV.16. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une CVD sans capteur (inversion du sens de rotation)

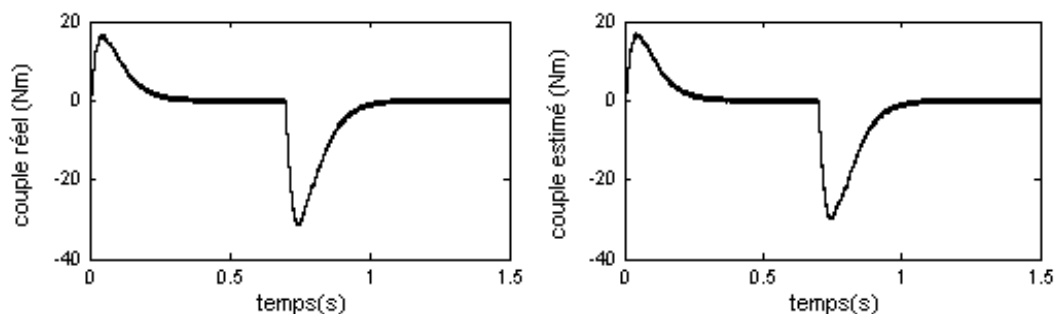


Figure IV.16. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (inversion du sens de rotation) (suite)

On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent. Aux transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la *CVD* et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du flux et du courant est faite d'une façon adéquate.

II.3. Fonctionnement en mode défluxé

La figure (IV.17) illustre quelques caractéristiques dynamiques du système d'entraînement sans capteur pour un fonctionnement en mode défluxé. Le moteur démarre sous une charge égale à 60% de la charge nominale et avec la vitesse nominale (146 rd/s). A $t=0.75$ s, on varié la vitesse à 170rd/s. Le moteur doit être fonctionné en mode défluxé.

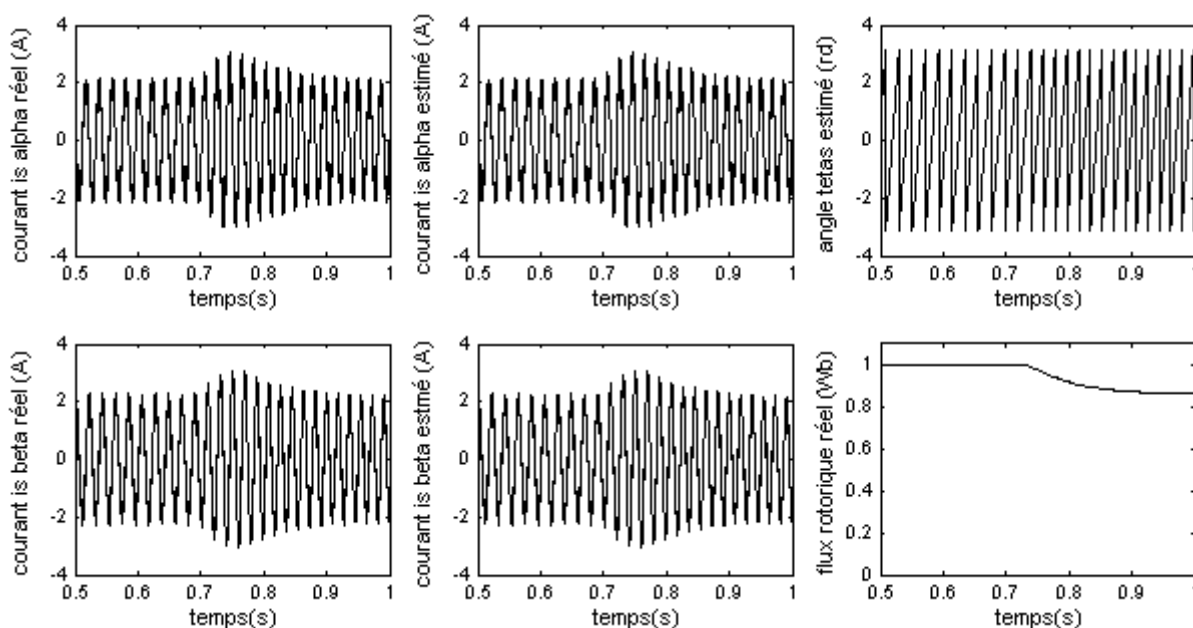


Figure IV.17. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (mode défluxé)

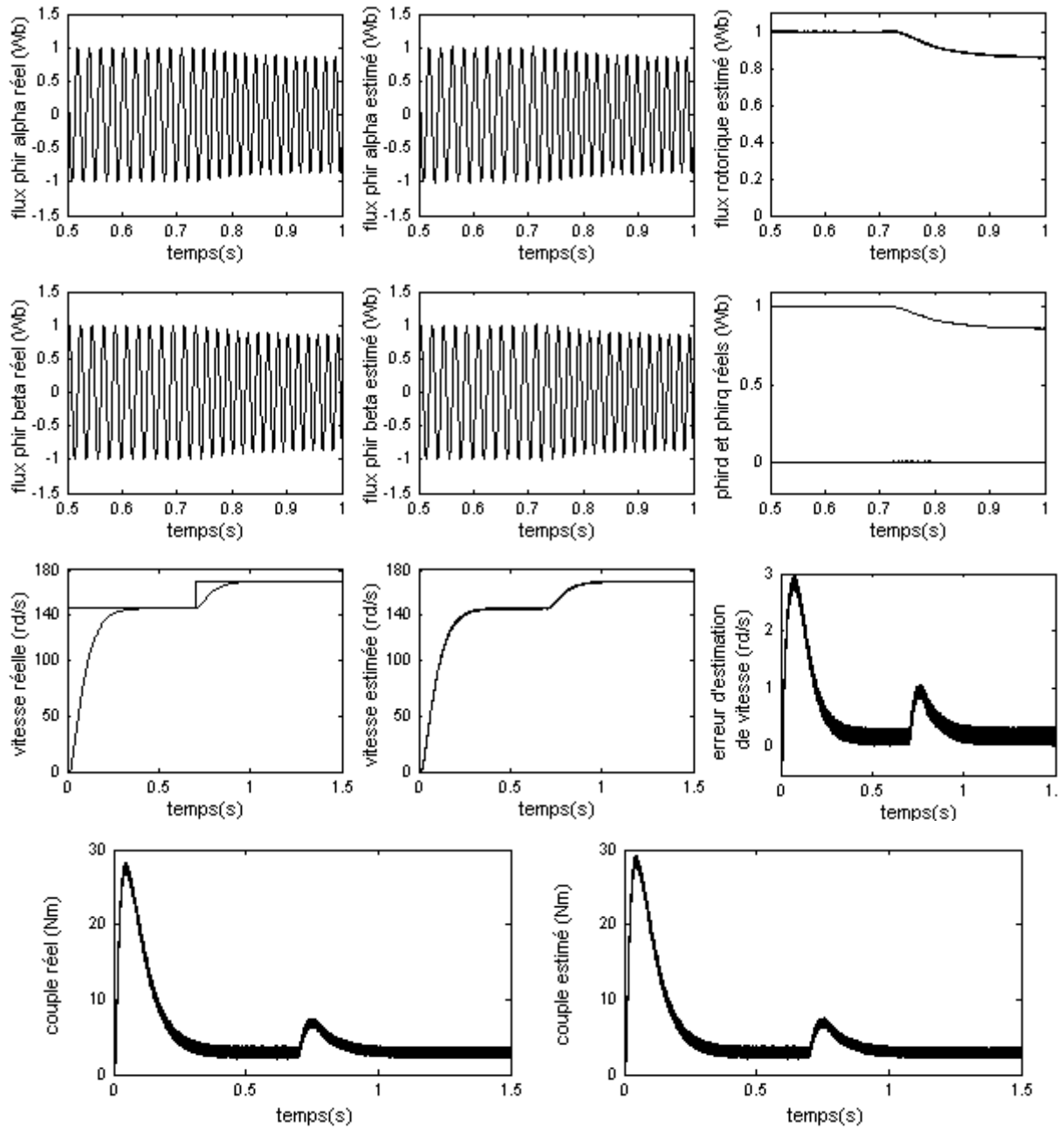


Figure IV.17. Régulation de vitesse d'un moteur asynchrone alimenté en tension avec une *CVD* sans capteur (mode défluxé) (suite)

D'après les résultats de la figure (IV.17), on observe que les performances du filtre et le système d'entraînement global, également, sont acceptables. Les grandeurs estimées suivent leurs grandeurs réelles avec exactitude.

Dans les paragraphes précédents, nous avons donné les différentes réponses du système d'entraînement global. Cependant, pour bien analyser et étudier le comportement du filtre, on donne dans ce qui suit les réponses de la vitesse de rotation et du module du flux rotorique seulement.

Notons que la problématique principale de l'observation d'état du moteur réside essentiellement dans les deux points suivants [AKI 03]:

- robustesse des observateurs aux cas d'estimation aux basses vitesses,
- robustesse des observateurs vis-à-vis des variations paramétriques.

Le paragraphe (II.4) traite donc le problème d'observation aux basses vitesses. L'étude de la robustesse du filtre de Kalman vis-à-vis des variations paramétriques est montrée dans le paragraphe (II.5). Nous étudierons aussi la robustesse du filtre lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) au paragraphe (II.6). En fin, le paragraphe (II.7) donne le comportement du filtre lors de la présence des variations paramétriques et le bruit de mesure.

II.4. Estimation aux basses vitesses

La figure (IV.18) donne un résultat de simulation pour une inversion du sens de rotation de ± 10 rd/s du moteur à vide. La vitesse mesurée et la vitesse estimée sont données dans le même graphe.

Les matrices de covariance de l'état et de mesure sont choisies afin d'optimiser les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux dans les régimes transitoires ainsi qu'aux permanents. En effet, on constate que le comportement de ce filtre est acceptable.

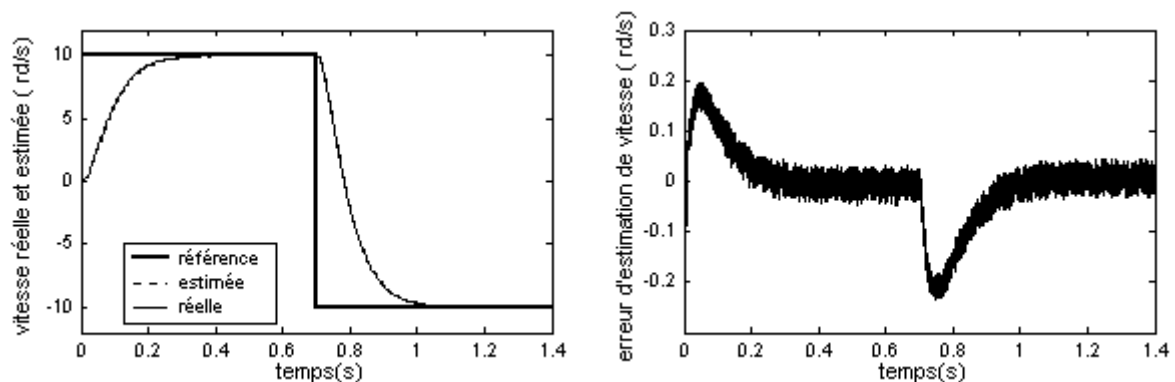


Figure IV.18. Performances du filtre à basses vitesses

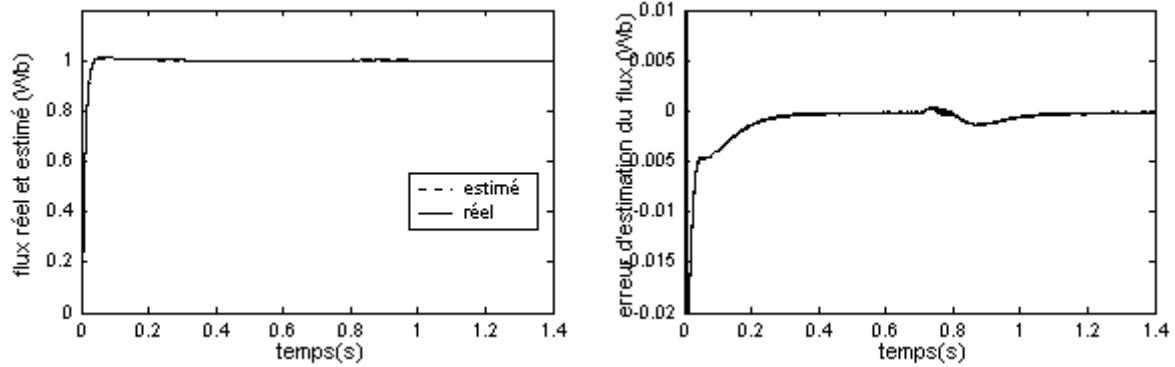


Figure IV.18. Performances du filtre à faibles vitesses (suite)

La figure (IV.19) montre la vitesse mesurée et la vitesse estimée par le filtre de Kalman étendu. Un échelon de vitesse de 5rd/s est appliqué au démarrage, alors qu'à $t=0.7s$, la vitesse est annulée afin de vérifier la fiabilité d'estimation du filtre dans le cas de positionnement.

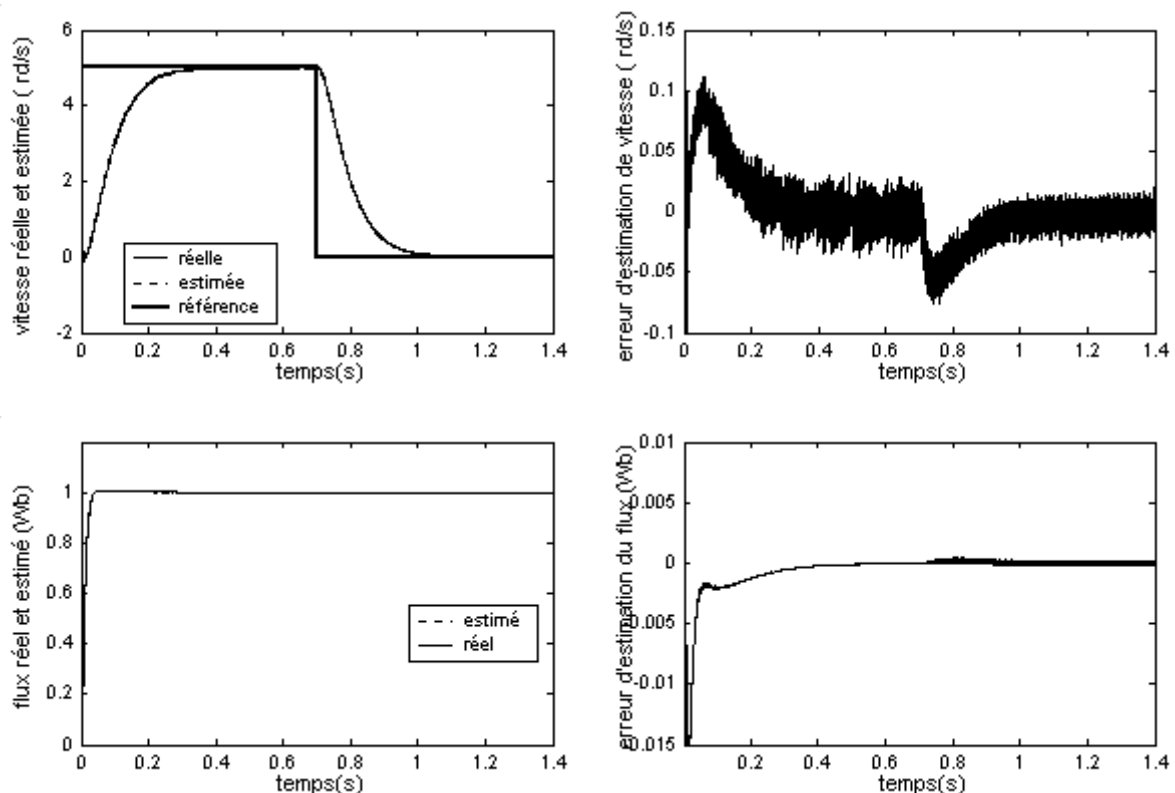


Figure IV.19. Performances du filtre en cas de très basses vitesses et le positionnement (vitesse nulle)

On note que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le filtre reste stable même pour la vitesse nulle.

II.5. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement du filtre et par conséquent, sur le comportement global du système d'entraînement, nous avons introduit des variations aux paramètres de la machine (R_r , R_s et J). La figure (IV.20) montre le comportement dynamique du moteur asynchrone soumis à une inversion de vitesse, dans le cas des trois variations paramétriques traitées séparément.

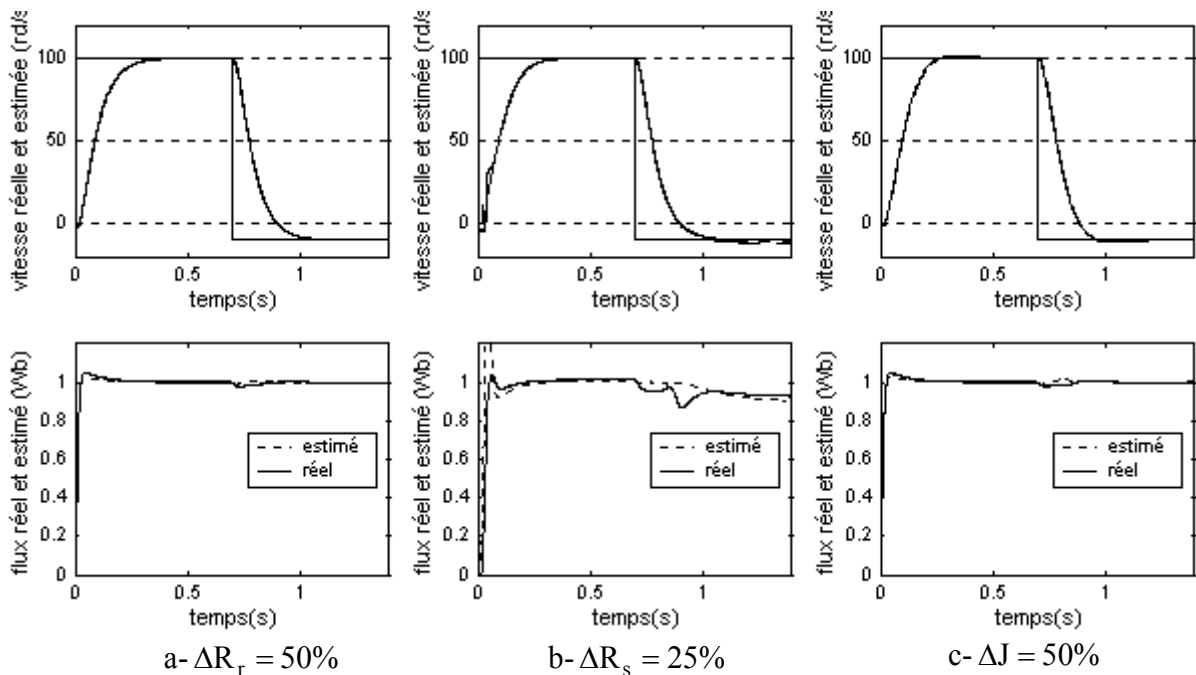


Figure .IV.20. Influences des variations paramétriques de la machine asynchrone sur le comportement dynamique du filtre de Kalman étendu et de la commande

On remarque que le filtre est insensible aux variations de la résistance rotorique et du moment d'inertie. La variation de la résistance statorique influence fortement ce filtre à l'instant de démarrage et à basses vitesses. Une amélioration peut être attendue par l'augmentation du vecteur d'état à estimer à cette résistance statorique.

II.6. Estimation avec injection du bruit de mesure

Dans la figure (IV.21.a), le bruit injecté dans les courants statoriques est montré. Ce bruit est de moyenne nulle, blanc et Gaussien. L'injection du bruit dans les courant a pour but de tester la robustesse du filtre pour des systèmes extrêmement bruités. Autrement dit, pour observer ses caractéristiques et performances dans le cas du filtrage passe bas. Les figures (IV.21.c et d) donnent des zooms de vitesse pour le fonctionnement à 100 rd/s et -10 rd/s, respectivement.

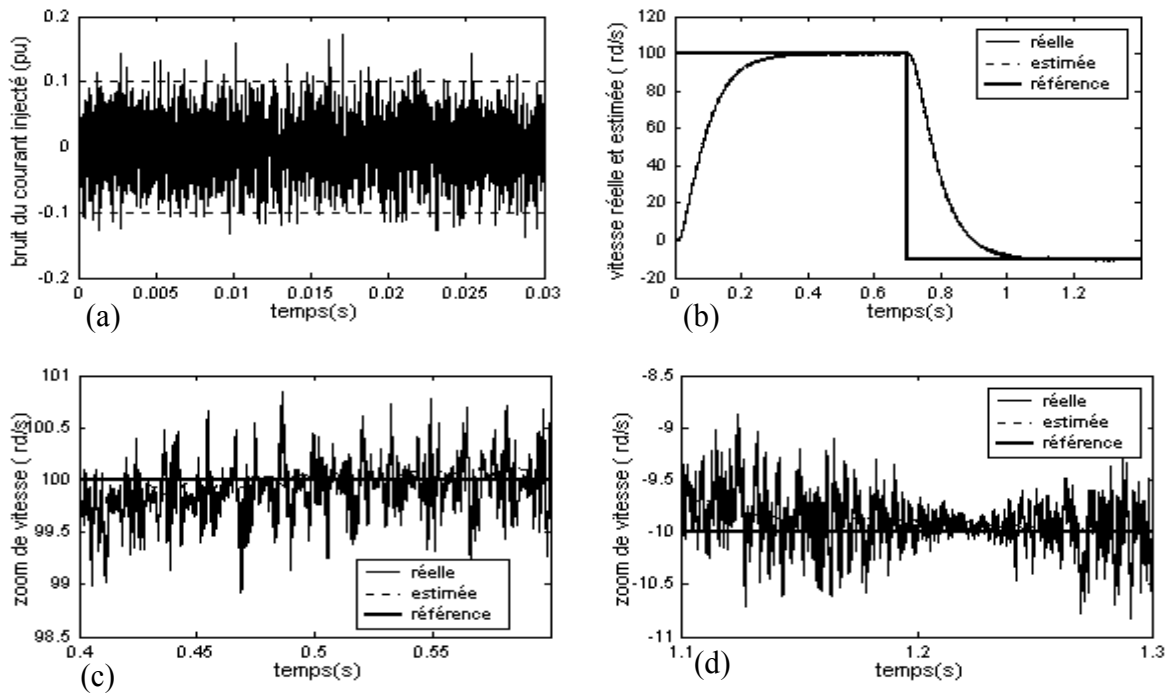


Figure IV.21. Performances du filtre en présence du bruit sur les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$

- a). Bruit du courant injecté
- b). Vitesse estimée
- c). Zoom de la grande vitesse (100 rd/s)
- d). Zoom de la basse vitesse (-10 rd/s)

Comme montré dans les figures (IV.21.b, c et d), la vitesse estimée n'est pas trop affectée par l'injection de ce bruit aussi bien au basses vitesses que grandes vitesses. La précision d'estimation de la vitesse peut augmentée avec l'augmentation de la covariance de bruit de mesure.

II.7. Estimation en présence du bruit de mesure et variation paramétrique

Dans ce paragraphe, on donne le résultat de simulation pour une augmentation de 50% de R_r et en présence de bruit de mesure de la figure (IV.21.a). Ce test est fait pour examiner l'efficacité du filtre lorsque ces deux perturbations existent simultanément dans le moteur (ce fonctionnement est souvent vrai dans le moteur). On note, que le filtre reste robuste et stable dans ces conditions de fonctionnement.

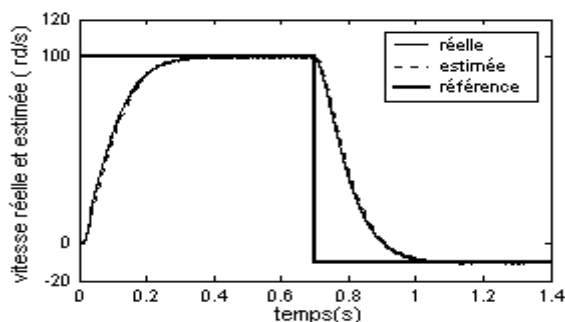


Figure IV.22. Performances du filtre lors d'augmentation de 50% de R_r et en présence du bruit sur les courants et

Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que: encombrement, fragilité, coût, ... etc. Si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus beaucoup de problèmes, il n'en est pas de même pour les basses vitesses et le positionnement.

Dans ce contexte, ce chapitre fait l'objet d'une implémentation d'un filtre de Kalman étendu à la vitesse mécanique de rotation afin d'élaborer une commande vectorielle directe sans capteur.

Tout d'abord, nous avons traité les deux cas d'estimation de la vitesse: dans le premier cas, on a supposé la vitesse comme un état tel que, les courants et les flux. Dans ce cas, on observe que le processus d'estimation exige la connaissance du couple résistant ainsi que l'existence du problème des dérives paramétriques sur le moment d'inertie et le coefficient de frottement visqueux. Pour surmonter ces problèmes, on a opté pour le deuxième cas (vitesse supposée comme un paramètre).

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la vitesse au sein d'une commande vectorielle directe apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, le fonctionnement en mode défluxé et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants.

Concernant le fonctionnement à basses vitesses, on peut conclure que ce filtre reste robuste et stable et permet d'estimer même la vitesse nulle (cas de positionnement). Cependant, pour les variations paramétriques, le comportement du filtre est très influencé lors de la variation de la résistance statorique. Pour des variations de la résistance rotorique et le moment d'inertie son comportement reste robuste.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

Chapitre V

Amélioration des performances dynamiques et statiques de la commande vectorielle indirecte

Introduction

L'utilisation d'un moteur électrique comme actionneur passe par la maîtrise de son couple. Si la machine à courant continu, puis la machine synchrone se sont imposées, c'est grâce à la qualité des algorithmes de régulation du couple: simplicité, dynamique élevée et bonne estimation de sa valeur à partir des mesures [ROU 03]. Depuis que l'on dispose d'algorithmes performants de commande vectorielle (commande vectorielle à flux rotorique orienté *CV-OFR*, en particulier), la machine asynchrone est elle aussi un actionneur compétitif. Certes, les algorithmes de la *CV* sont relativement complexes, mais cela peut être considéré comme un inconvénient mineur, au vu des évolutions récentes des systèmes de calcul numérique.

Etant donné que les lois de la commande vectorielle sont déduites et réalisées à partir du modèle de la *MAS* elle-même, la robustesse de la commande devient dépendante de ces paramètres qui, en réalité, varient avec la température, la saturation et l'effet de peau [BAG 99], [CAN 00.2]. Ces variations de paramètres engendrent des erreurs d'orientation du flux (surtout dans la *CV* indirecte) et rendent systématiquement la *CV* une commande non linéaire en introduisant de nouveau le couplage entre les deux axes de commande du flux et du couple. Ces erreurs se répercutent aussi bien du côté dynamique, que du côté statique de la commande [LIN 96.1], [OUH 98], [NAI 99].

Cela, peut provoquer la détérioration des performances au sens de l'automatique (rapidité, stabilité et précision) souhaitées, ainsi que les performances au sens énergétique (rendement, facteur de puissance...) de la *MAS* [NAI 99].

La résolution du problème de la désorientation de la *CV* passe forcément par les deux voies suivantes:

- **première voie** : l'utilisation des commandes vectorielles avec des contrôleurs robustes, tel que le contrôleur par mode glissant, à la place des régulateurs conventionnels de type *PI* [BAG 99],[KOU 02],[SAI 02],

- **deuxième voie**: préservation de la commande vectorielle avec les régulateurs *PI* avec l'adjonction des moyens ou des techniques de réadaptation paramétrique en temps réel [LIN 96.1],[GAR 98],[OUH 98].

Dans ce chapitre, on traite la technique de la deuxième voie pour préserver la robustesse de la *CVI*. On va utiliser le filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la résistance rotorique en temps réel. Cette résistance estimée sera injectée dans le bloc de l'autopilotage artificiel de la *CVI*.

I. Désorientation de la *CVI*

On considère l'angle de *Park* ou angle d'orientation suivant [NAI 04]:

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = \int_0^t (\omega_r + p\Omega) dt = \int_0^t \left(\frac{i_{sq}}{i_{sd} T_r} + p\Omega \right) dt \quad (V.1)$$

Du côté machine :

$$\theta_{s_m} = \int_0^t \omega_{s_m} dt = \int_0^t (\omega_{r_m} + p\tilde{\Omega}) dt \quad (V.2)$$

Du côté commande:

$$\theta_{s_c} = \int_0^t \omega_{s_c} dt = \int_0^t (\omega_{r_c} + p\tilde{\Omega}) dt \quad (V.3)$$

Avec les symboles: m pour machine, c pour commande et \square représente une grandeur mesurée.

L'erreur absolue est donnée par:

$$\Delta\theta_s = \theta_{s_m} - \theta_{s_c} = \int_0^t (\omega_{r_m} - \omega_{r_c}) dt \quad (V.4)$$

avec: $\omega_{r_m} = \frac{\tilde{i}_{sq}}{\tilde{i}_{sd} T_{r_m}}$ et $\omega_{r_c} = \frac{i_{sq_c}}{i_{sd_c} T_{r_c}}$

Les courants i_{sq_c} et i_{sd_c} sont les courants de référence. Comme la régulation du courant est très rapide, on peut supposer que: $i_{sq_c} = \tilde{i}_{sq}$ et $i_{sd_c} = \tilde{i}_{sd}$

d'où on obtient :

$$\Delta\theta_s = \int \frac{i_{sq_c}}{i_{sd_c}} \left(\frac{T_{rc} - T_r}{T_{rc} \cdot T_{rm}} \right) dt \quad (V.5)$$

- Si $T_{rc} = T_{rm}$ alors $\Delta\theta_s = 0$: dans ce cas, l'autopilotage extérieur artificiel de la commande est égal à l'autopilotage intérieur naturel de la machine. Il n'y a pas donc de désorientation. Le découplage entre les deux axes (flux, couple) persiste et la *CVI* reste linéaire et fonctionne avec ses performances connues.

- Si $T_{rc} \neq T_{rm}$ alors $\Delta\theta_s \neq 0$: dans ce cas, les deux autopilotages (commande, machine) sont différents. Il existe la désorientation du repère (d,q), ψ_{rq} devient non nul en régime permanent. La linéarité de la commande est affectée et il résulte une dégradation des performances souhaitées.

11. Application du filtre de Kalman étendu au MAS alimenté par le réseau triphasé

Le filtre de Kalman étendu peut être utilisé pour l'estimation de l'état et des paramètres du MAS. Cette estimation est réalisée en prenant les paramètres à estimer comme des états supplémentaires et en formant un vecteur d'état augmenté. Quelque soit le modèle d'état original linéaire ou non linéaire, le modèle d'état augmenté est non linéaire à cause de la multiplication des états.

Etant donné que R_r est le paramètre à estimer, le modèle d'état augmenté est donné par (V.6),

où :

$R_r = x_5$ présente une variation lente.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -(\gamma_1 + \gamma_2 x_5)x_1 + \frac{K_1}{L_r} x_5 x_3 + K_1 p \Omega x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -(\gamma_1 + \gamma_2 x_5)x_2 + \frac{K_1}{L_r} x_5 x_4 - K_1 p \Omega x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{L_m}{L_r} x_5 x_1 - \frac{1}{L_r} x_5 x_3 - p \Omega x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{L_m}{L_r} x_5 x_2 - \frac{1}{L_r} x_5 x_4 + p \Omega x_3 \\ \dot{x}_5 = 0 \end{cases} \quad (V.6)$$

avec:

$$\gamma_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s}, \quad \gamma_2 = \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}, \quad K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r},$$

Les tensions du stator et les états sont :

$$\begin{cases} \mathbf{u} = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^t \\ \mathbf{x} = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^t = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta} \quad R_r]^t \end{cases} \quad (V.7)$$

L'utilisation du filtre de Kalman standard avec des modèles non linéaires (modèle V.6) exige que ce dernier doive être linéarisé autour d'une trajectoire d'état nominale.

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (III.15) et (III.17) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e(\gamma_1 + \gamma_2 x_5) & 0 & T_e \frac{K_1}{L_r} x_5 & T_e p K_1 \Omega & T_e(-\gamma_2 x_1 + \frac{K_1}{L_r} x_3) \\ 0 & 1 - T_e(\gamma_1 + \gamma_2 x_5) & -T_e p K_1 \Omega & T_e \frac{K_1}{L_r} x_5 & T_e(-\gamma_2 x_2 + \frac{K_1}{L_r} x_4) \\ T_e \frac{L_m}{L_r} x_5 & 0 & 1 - T_e \frac{x_5}{L_r} & -T_e p \Omega & T_e(\frac{L_m}{L_r} x_1 - \frac{x_3}{L_r}) \\ 0 & T_e \frac{L_m}{L_r} x_5 & T_e p \Omega & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & T_e(\frac{L_m}{L_r} x_2 - \frac{x_4}{L_r}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.8)$$

$$H_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.9)$$

Tout d'abord, le filtre de Kalman est appliqué pour l'estimation du vecteur d'état (courants statoriques et flux rotoriques) et de la résistance rotorique d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé standard et tournant à vide.

Le réglage du filtre se fait par l'affectation des valeurs aux matrices Q et R. Dans notre cas, nous recherchons un compromis entre la dynamique et la stabilité tout en favorisant la stabilité. Ces matrices Q et R sont données comme suit:

$$Q = \text{diag}\left[10^{-8} \quad 10^{-8} \quad 10^{-8} \quad 10^{-8} \quad 10^{-5}\right] \text{ et } R = \text{diag}\left[10^{-3} \quad 10^{-3}\right]$$

Les figures (V.1) et (V.2), représentent les modules du courant statorique et du flux rotorique estimés. D'après leurs erreurs d'estimation, on note que l'estimation se fait d'une façon satisfaisante. L'estimation de la résistance rotorique est montrée sur la figure (V.3), où on observe que la résistance rotorique converge très rapidement vers sa valeur réelle. L'erreur d'estimation est acceptable dès que l'estimation a été faite pour un fonctionnement à vide du moteur. On peut noter aussi, que les matrices de covariance de bruits Q et R font optimiser les performances du filtre dans le régime transitoire (démarrage) et non en régime permanent. En modifiant Q et R on peut obtenir un fonctionnement optimal du filtre en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent.

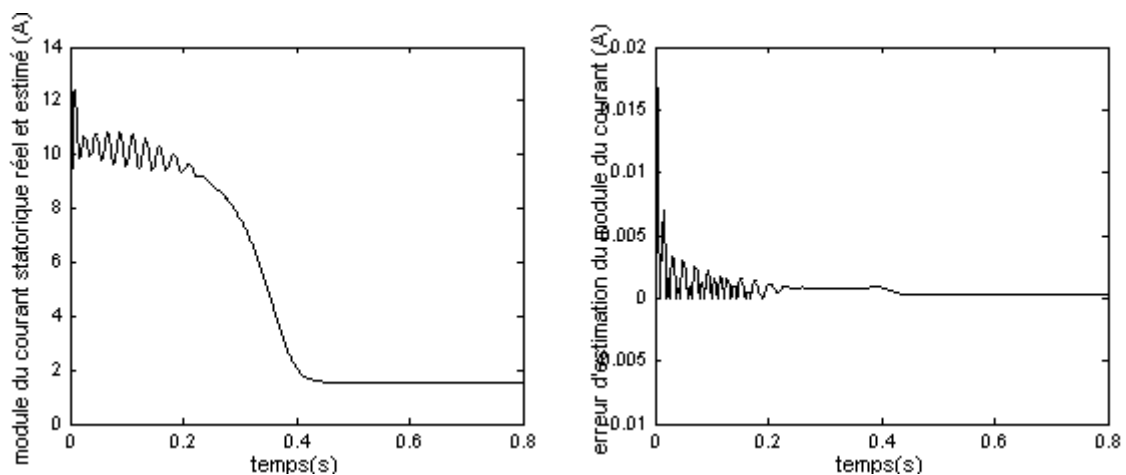


Figure V.1 Module du courant statorique estimé et son erreur d'estimation

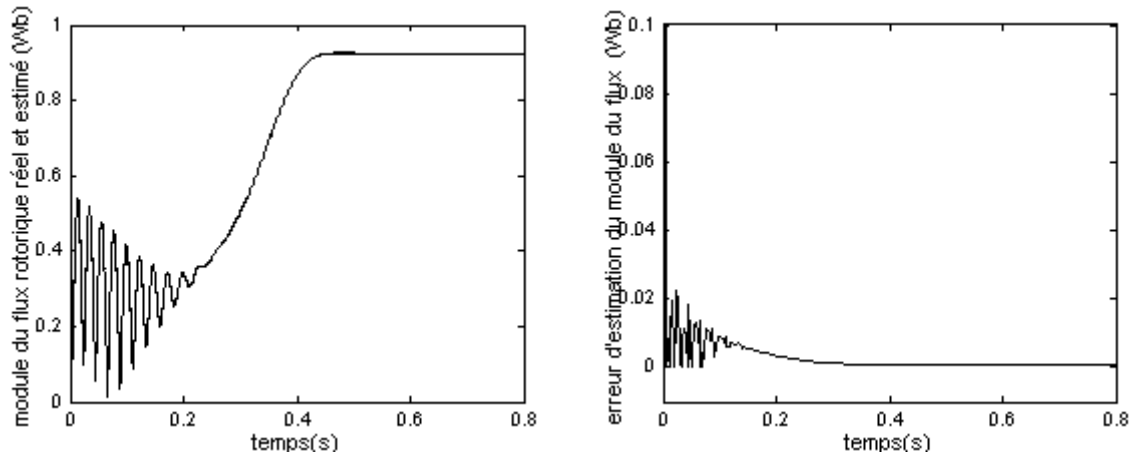


Figure V.2 Module du flux rotorique estimé et son erreur d'estimation

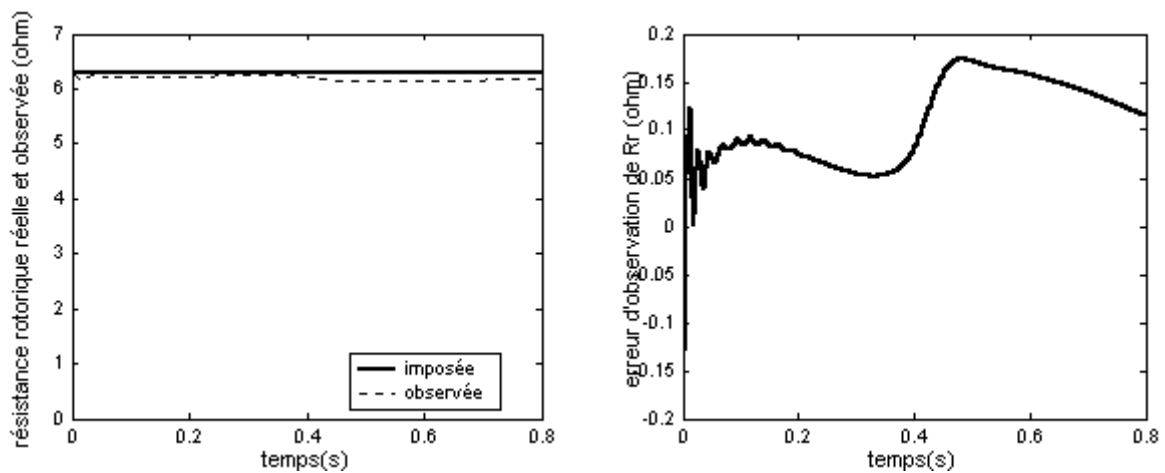


Figure V.3. Résistance rotorique réelle, observée et son erreur d'observation

Dans la section suivante, nous associons le filtre de Kalman précédent à un entraînement à vitesse variable piloté par une commande vectorielle indirecte en vue de l'amélioration de ses performances dynamiques et statiques (au sens de l'automatique).

III. Amélioration des performances dynamiques et statiques d'une *CVI*

Le schéma bloc (V.4) illustre un entraînement à vitesse variable piloté par une commande *CVI* utilisant le filtre de Kalman étendu pour estimer la résistance rotorique. Dans ce cas, le flux rotorique n'est pas régulé mais imposé à travers le bloc de défluxage. Les flux rotoriques suivant les axes α et β ne nous sont pas nécessaires. La résistance rotorique est adaptée en temps réel (en ligne) dans la formule de calcul de la pulsation ω_r (autopilotage artificiel).

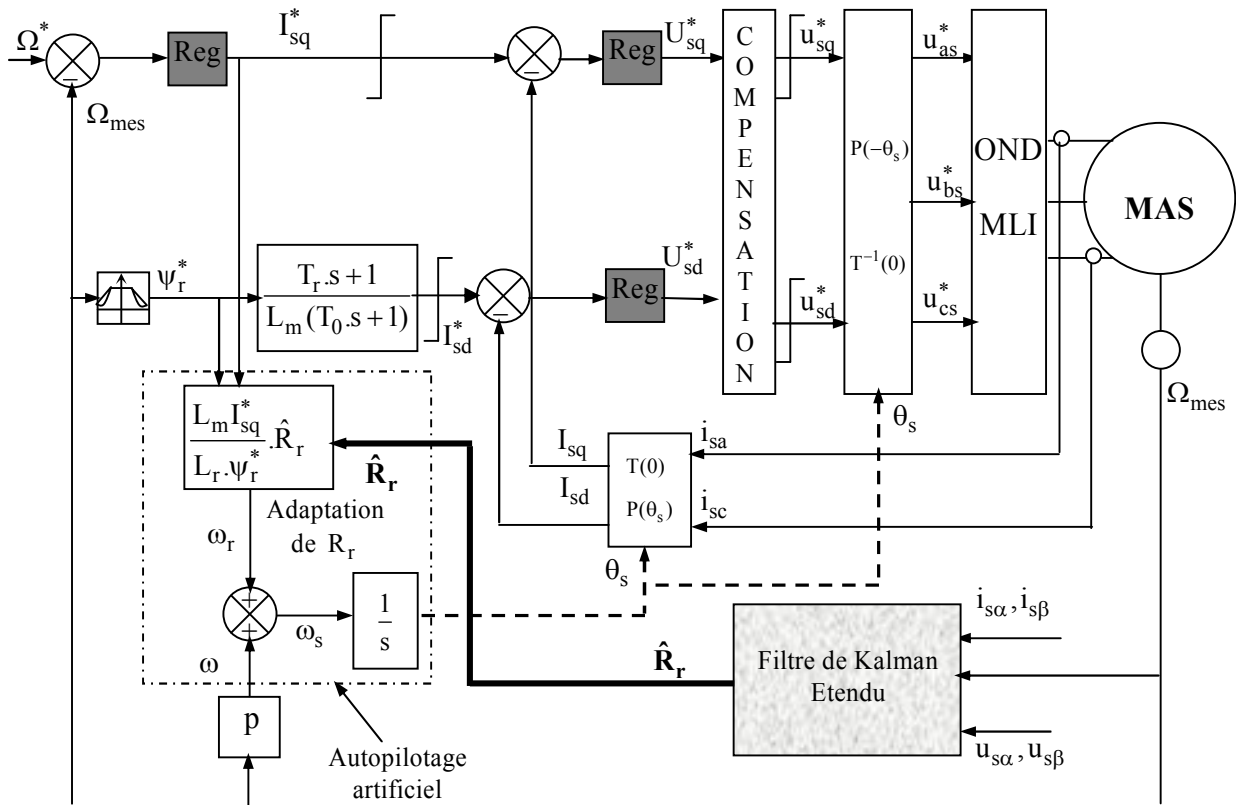


Figure II.4. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) avec introduction du filtre de Kalman étendu

Avant d'entamer l'analyse des résultats de la CVI, il est intéressant d'étudier la robustesse et l'efficacité du filtre proposé face aux différentes perturbations extérieures ou intérieures du moteur qui peuvent affecter le fonctionnement optimal. Notons que le pas d'échantillonnage du filtre a été fixé à $T_e = 40\mu\text{s}$. Il est confondu au pas de résolution. Les matrices Q et R restent les mêmes que dans le cas de fonctionnement en boucle ouverte.

Dans le but de tester les performances statiques et dynamiques du filtre de Kalman pour tout point de fonctionnement (à vide ou en charge), on applique différents couples de charge au moteur (10%, 50% et 100% du couple nominal). Le moteur tourne à une vitesse de 100rd/s. Au début de la simulation, la résistance rotorique du moteur est fixée à sa valeur nominale, A $t=1\text{s}$, un échelon de la résistance rotorique du moteur est appliqué (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale). La figure (V.5) montre les performances du filtre:

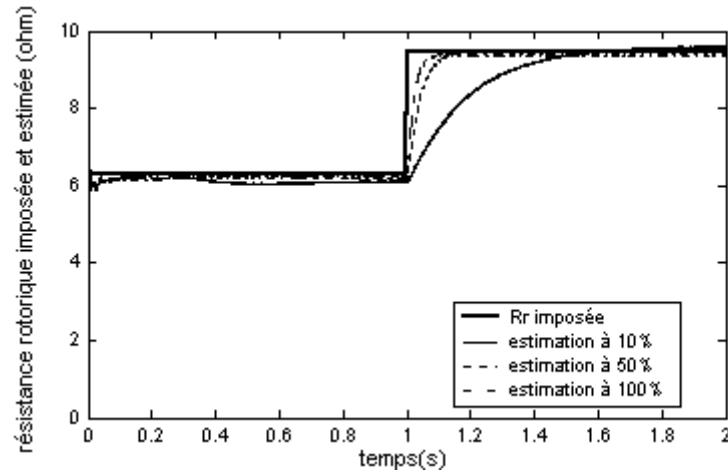


Figure V.5. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour différentes charges (de 10%, 50% et 100% du couple nominal)

On remarque que ce filtre donne des résultats peu acceptables pour les faibles charges (au dessous de 10% de la charge nominale). En effet, il présente une dynamique (temps de convergence) lente et une erreur statique d'estimation importante. En revanche, il est plus efficace pour les charges supérieures à 50% de la charge nominale.

Le test suivant est fait pour vérifier l'applicabilité et la robustesse de ce filtre pour différentes vitesses de fonctionnement. Le moteur est chargé avec un $C_r = 5\text{Nm}$. La résistance rotorique est imposée comme précédemment. La figure (V.6) donne le résultat de simulation:

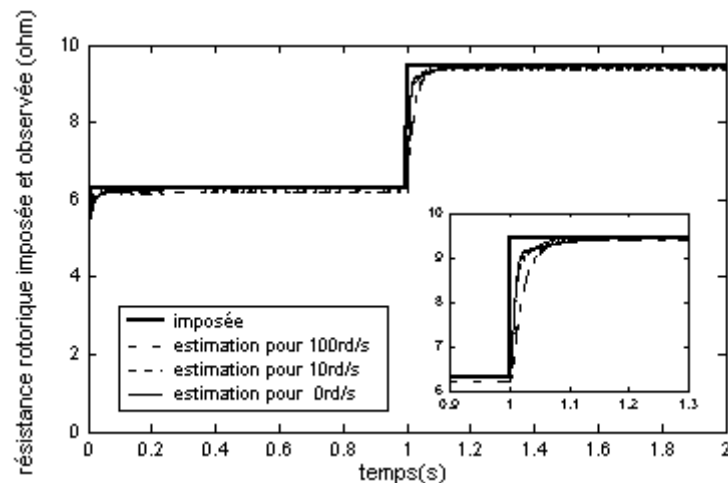


Figure V.6. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour différentes vitesses (0rd/s, 10rd/s et 100rd/s)

Nous remarquons que les variations de la vitesse n'ont aucun effet sur l'observation de la résistance rotorique. En effet, ce filtre permet d'estimer la résistance rotorique même dans le cas de positionnement (lorsque la vitesse est nulle).

La simulation suivante (figure V.7) montre les performances du filtre lors des variations rapides de la résistance rotorique du moteur (profil rapide). Le moteur tourne à une vitesse de 100rd/s et le couple résistant est égal à 100% de la valeur nominale. Au début de la simulation, la résistance rotorique du moteur est égale à sa valeur nominale. A $t = 1s$, cette résistance est prise égale à une valeur de 12.6ohm (augmentation à 100% de la valeur nominale). A $t = 2s$, la résistance rotorique du moteur est prise à nouveau égale à une valeur de 18.9ohm (correspondant à une augmentation de 200% de la valeur nominale). On peut observer que, malgré les variations extrêmes de la résistance rotorique, le filtre reste stable et robuste et permet d'estimer cette résistance rotorique avec précision.

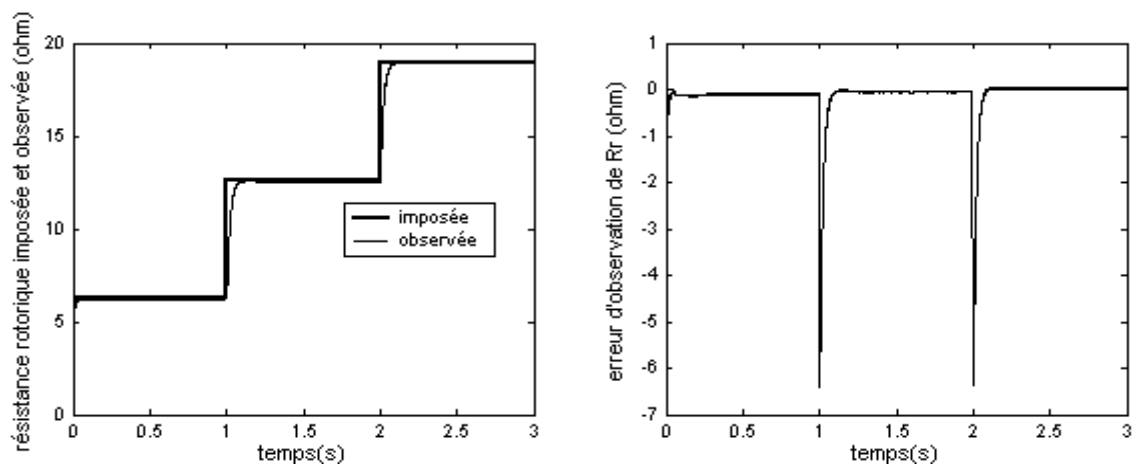


Figure V.7. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour un profil rapide

Pour un profil lent de la résistance rotorique, on donne le résultat à la figure (V.8). Le moteur tourne à une vitesse de 100rd/s et est chargé avec $C_r = 5 Nm$. La résistance rotorique est imposée dans un premier temps à sa valeur nominale. A $t = 1s$, elle est forcée à suivre un profil régité par cette équation : $R_r(t) = 5.t + 1.3 \text{ (}\Omega\text{)}$.

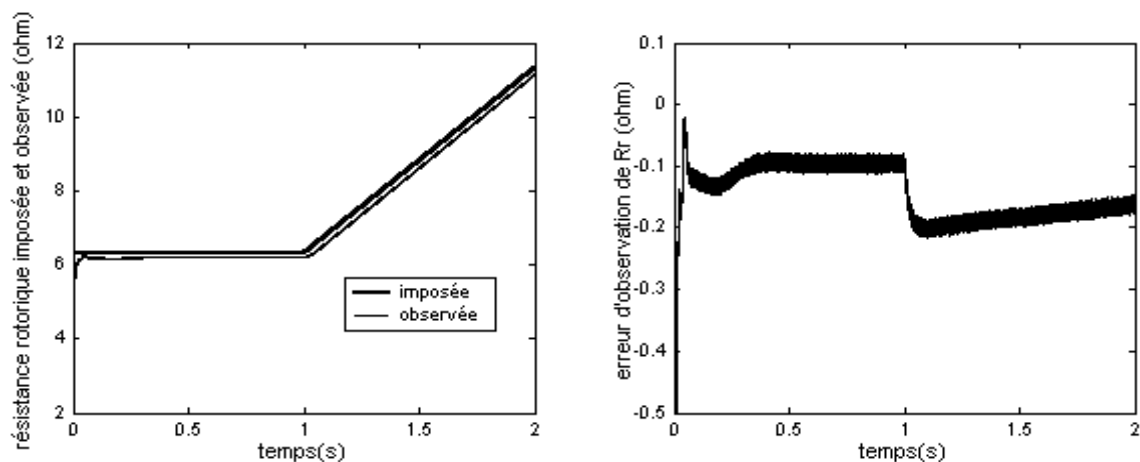


Figure V.8. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour un profil lent

Le test suivant a été fait pour démontrer la robustesse du filtre de Kalman étendu pour l'estimation de la résistance rotorique vis-à-vis de la variation de la résistance statorique. On introduit donc une augmentation de 50% de la résistance statorique du moteur par rapport à sa valeur nominale. Le moteur est commandé à pleine charge avec une vitesse de 100rd/s. Les performances de notre filtre sont données sur la figure (V.9).

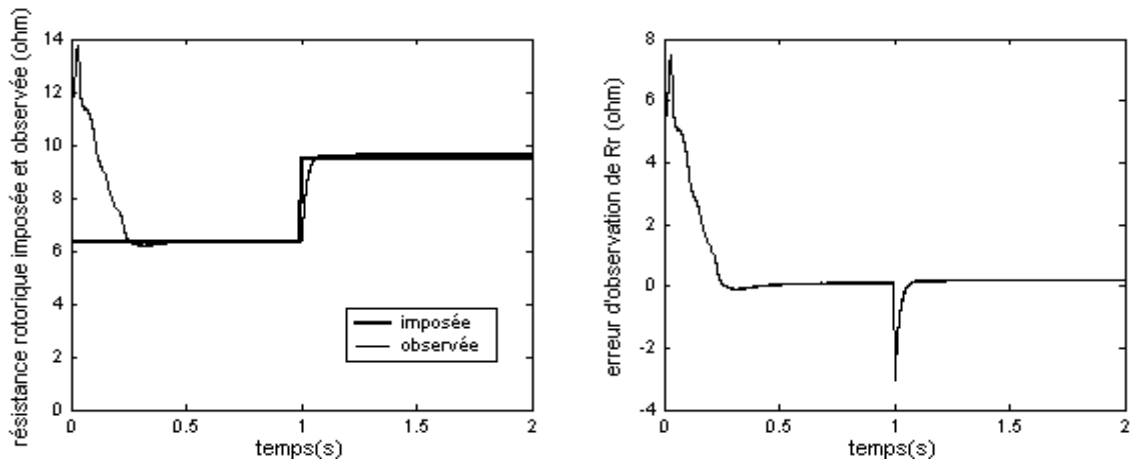


Figure V.9. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour une augmentation de 50% de la résistance statorique

Nous remarquons que l'augmentation de la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale a un mauvais effet sur le processus d'estimation pendant le régime de démarrage du moteur. En effet, la résistance rotorique estimée dépasse 13 ohm puis converge vers la valeur imposée dans un temps vaut 0.3s. Cela est du, en grande partie, au choix des matrices Q et R.

La figure suivante (V.10) donne les résultats de simulation du système d'entraînement global dans les deux cas suivants:

- sans adaptation de la résistance rotorique dans le bloc de l'autopilotage artificiel;
- avec adaptation de la résistance rotorique dans le bloc de l'autopilotage artificiel.

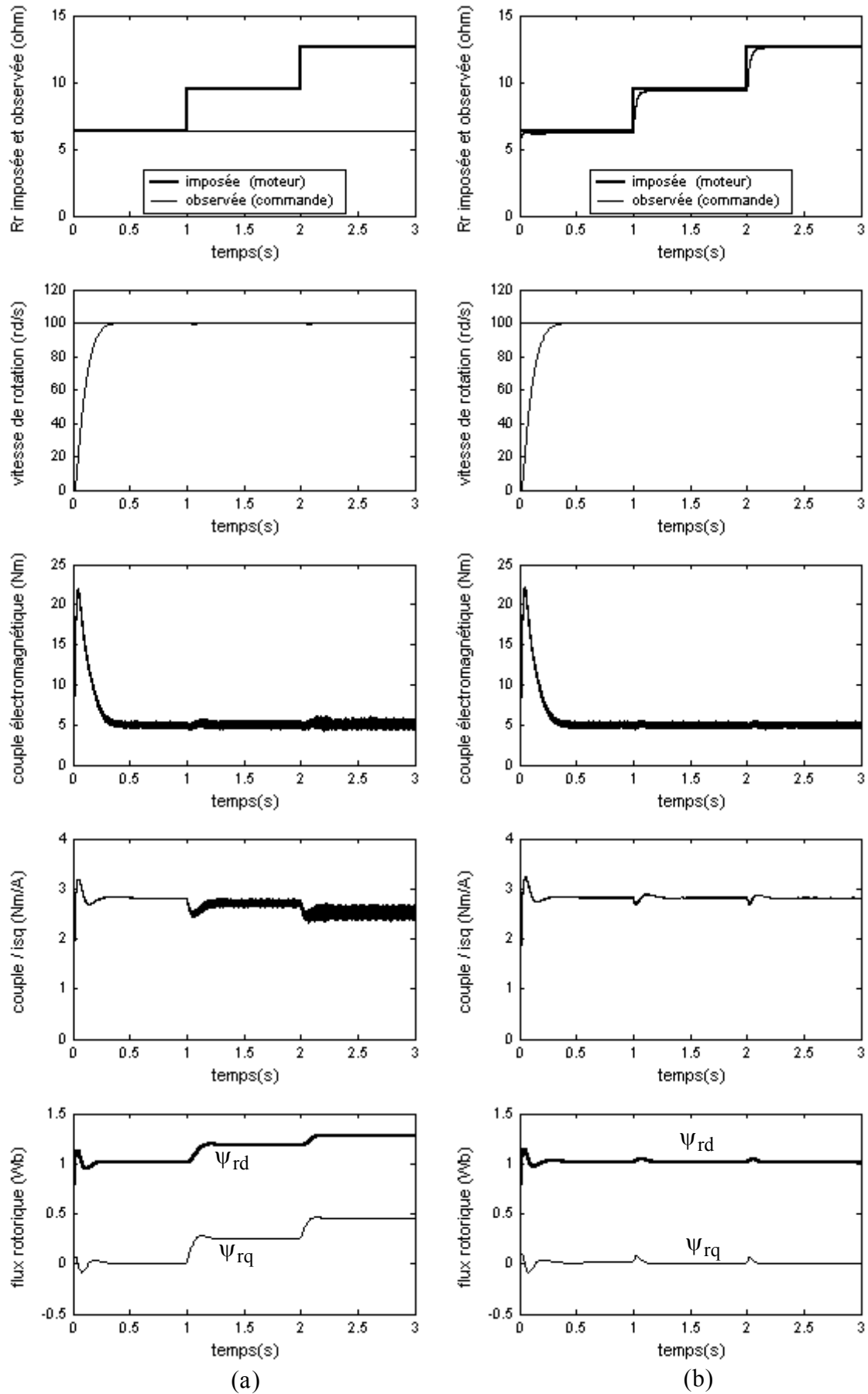


Figure V.10. Performances de la commande vectorielle indirecte (CVI)

a). Sans adaptation de R_r b). Avec adaptation de R_r

D'après cet résultat, on note que l'adaptation de R_r dans le bloc de l'autopilotage de la *CVI* est nécessaire. La figure (V.10) montre le comportement dynamique et statique du moteur commandé par une *CVI*. La figure (V.9.a) montre que si la résistance rotorique réelle du moteur est grande devant la résistance rotorique observée (de commande), le flux rotorique en quadrature prend une valeur différente de zéro. Le découplage entre le flux et le couple est donc perdu. On peut dire que dans ce cas, le moteur est fonctionné avec des performances dégradées.

L'efficacité du filtre proposé est démontrée par les performances du moteur commandé par la *CVI* de la figure (V.10.b). Il est clair que la résistance observée converge à la valeur imposée. La méthode de la *CVI* combinée avec le filtre de Kalman étendu à la résistance rotorique donne des meilleures performances de contrôle.

Conclusion

La variation de la résistance rotorique a une importance capitale sur les performances d'une commande vectorielle indirecte (*CVI*). L'essai déjà présenté dans le deuxième chapitre (figure II.13) indique clairement l'effet induit par la dérive paramétrique de R_r sur l'orientation du flux rotorique et, par conséquent, sur la *CVI* qui devient de ce fait non-linéaire et davantage proche d'une commande scalaire conventionnelle.

Il apparaît donc que l'identification en temps réel (en ligne) de R_r est une nécessité pour obtenir une *CVI* performante et robuste.

Dans ce contexte, nous avons implémenté un algorithme de filtre de Kalman étendu à la résistance rotorique R_r . Cette résistance estimée a été injectée en ligne dans le bloc de l'autopilotage artificiel afin de garantir l'égalité des autopilotages (naturel de la machine et artificiel de la commande). Les simulations réalisées ont révélé des résultats très intéressants en matière de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et non paramétriques. En effet, ce filtre peut observer R_r même dans le fonctionnement à faible charge, à vitesse nulle et en présence des bruits (introduits par l'onduleur et par la variation de R_s). Finalement, d'après les résultats de la figure (V.10), on peut constater que l'association de ce filtre à une *CVI* apporte des améliorations importantes. En effet, la *CVI* reste intacte et fonctionne avec ses performances connues. Ces performances se répercutent directement sur le bon fonctionnement du système d'entraînement global.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone à cage d'écuréuil (*MAS*) en vue d'améliorer sa commande vectorielle par orientation du flux rotorique (*CV-OFR*). Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée, constitue un domaine de recherches particulièrement actif au niveau international.

Avant de présenter nos résultats, il convient de rappeler les objectifs qui ont motivés ce travail. L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes nécessitant notamment la connaissance des grandeurs rotoriques. Or, celles-ci dans la machine asynchrone à cage, sont par nature inaccessibles. Par conséquent, leur estimation s'impose. Le premier objectif, est donc la détermination du flux rotorique et la vitesse de rotation de la *MAS* à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension,...).

Comme la commande vectorielle est élaborée à partir du modèle de connaissance (modèle de *Park*) de la *MAS* et que ce modèle est basé sur ses paramètres résistifs et inductifs, les effets séparés ou simultanés des phénomènes inhérents au fonctionnement propre de la *MAS* tel que la température, la saturation et l'effet de peau engendrent des variations paramétriques. La résistance rotorique, en particulier, est un paramètre clé qui peut affecter directement et profondément la *CV-OFR* dans son autopilotage et faire perdre sa linéarité en la rendant une simple commande scalaire dont les performances sont médiocres à faible vitesse. Le deuxième objectif concerne la préservation de la robustesse de la *CV - OFR* contre les dérives paramétriques dues à la variation inévitable des paramètres (dans ce cas la variation de la résistance du rotor) du modèle de la *MAS*.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, après avoir présenté la modélisation dynamique de la *MAS*, la simplicité et la stationnarité des matrices du système d'état dans le référentiel lié au stator nous permettent de le choisir comme le un référentiel approprié aux problèmes d'estimation en temps réel.

Dans le second chapitre, on a étudié la commande vectorielle de la *MAS* avec ses deux types, direct et indirect. Cette commande permet de faire fonctionner la machine asynchrone avec de bonnes performances dynamiques et statiques. Les résultats de simulation sont acceptables. On a remarqué que la commande indirecte est plus sensible aux variations de la résistance rotorique.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés au problème d'observation de l'état et des paramètres de la *MAS*. Après un bref rappel sur les différents types d'observateurs, le filtre de Kalman stochastique est développé pour les deux cas, standard et étendu. Des résultats de simulation du filtre de Kalman standard sont donnés pour montrer leurs performances. Ces résultats sont dans l'ensemble acceptables.

Dans le quatrième chapitre, nous avons appliqué le filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation mécanique dans le but d'élaborer une commande vectorielle directe (*CVD*) sans capteur mécanique de vitesse. Tout d'abord, les performances dynamiques et statiques de ce filtre sont établies à travers son application pour l'estimation du flux et de la vitesse d'un moteur alimenté à partir d'un onduleur de tension à *MLI* fonctionnant en boucle ouverte. Nous avons traité et simulé deux cas de formulation du problème d'estimation de la vitesse de rotation. Dans le premier cas, on a supposé la vitesse comme un état, d'où la nécessité d'estimer le couple de charge. Ainsi, ce cas présente des inconvénients tel que les dérives paramétriques sur le moment d'inertie et le coefficient de frottement visqueux. Le recours au deuxième cas (supposition de la vitesse comme un paramètre et non comme un état) est préférable.

L'association du filtre de Kalman étendu (vitesse est supposée un paramètre) à une commande vectorielle directe apporte des améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse du système d'entraînement face aux variations de la résistance rotorique, de la résistance statorique et du moment d'inertie. On note aussi sa robustesse en présence du bruit et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur (la charge, l'inversion du sens de rotation, le fonctionnement en mode défluxé et le fonctionnement aux basses vitesses).

Le cinquième et dernier chapitre est consacré à l'amélioration des performances dynamiques et statiques, au sens de l'automatique, de la commande vectorielle indirecte (*CVI*). Dans ce cas, la résistance du rotor est estimée en ligne (algorithme récursif) avec le filtre de Kalman étendu. Cette résistance est injectée dans le bloc de l'autopilotage (adaptation de R_r au niveau de la commande) pour préserver le découplage des grandeurs flux et couple.

Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse du processus d'estimation face aux variations de la charge, de la vitesse et des grandes variations de la résistance rotorique. Le système d'entraînement global est robuste et la *CVI* reste intacte et garde ses performances bien connues.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- tout d'abord, d'utiliser une *MLI* vectorielle au lieu de la *MLI* sinus- triangle adoptée. En effet, la *MLI* vectorielle est la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones,
- l'utilisation des régulateurs de l'intelligence artificielle à savoir, la logique floue et les réseaux de neurones au lieu des régulateurs classiques (*PI et IP*), pour augmenter les performances de la *CV*,
- afin de réduire les exigences de calcul des algorithmes du filtre de Kalman étendu d'ordre complet, des solutions basées sur le filtre de Kalman étendu d'ordre réduit pour obtenir des améliorations notables,
- concernant la *CVD* sans capteur, l'extension du vecteur d'état à estimer par le filtre de Kalman à la résistance rotorique et le couple résistant pour obtenir un contrôle sans capteur performant et plus robuste face aux variations de R_r et de la charge,
- pour l'amélioration de la robustesse de la *CVI*, l'adaptation de la mutuelle L_m et de l'inductance rotorique L_r dans les blocs de commande,
- l'exploitation des résultats de ce travail en vue de la détection de défauts et le diagnostic de la machine asynchrone, particulièrement les cassures de barres et d'anneaux de la cage rotorique.

Annexe

✓ *Les paramètres de la machine utilisée [LEV 95], [KOU 02], [NAI 99]:*

Plaque signalétique

0.75 kW	220/380 V	50 Hz	3.6/2.1 A	2p = 4
$C_{rnom} = 5.15 \text{ Nm}$		$\Omega = 146 \text{ rd/s}$		

Paramètres électriques

$R_s = 10 \Omega$	$R_r = 6.3 \Omega$	$L_s = 0.652 \text{ H}$	$L_r = 0.65 \text{ H}$	$L_m = 0.612 \text{ H}$
-------------------	--------------------	-------------------------	------------------------	-------------------------

Paramètres mécaniques

$$J = 0.02 \text{ kgm}^2 \quad f = 0 \text{ SI}$$

✓ *les paramètres des régulateurs utilisés (structure PI):*

- régulateurs des courants (structure *PI*):
 $K_{pd} = K_{pq} = 134.2496$; $K_{id} = K_{iq} = 16667$
- régulateur du flux (structure *PI*):
 $K_{pf} = 16.9088$; $K_{if} = 163.1321$
- régulateur de vitesse (structure *IP*):
 $K_{pv} = 0.2841$; $K_{iv} = 2.8407$

***Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'un moteur
asynchrone triphasé***

Résumé: *L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes qui nécessitent notamment la connaissance des paramètres et des états rotoriques. Or, ces derniers de la machine asynchrone à cage sont par nature inaccessibles. Par conséquent, leur estimation s'impose. Dans ce contexte, notre travail s'appuie sur les deux volets suivants:*

- *Elaboration d'une commande vectorielle directe sans capteur par l'utilisation du filtre de Kalman d'ordre complet et étendu à la vitesse mécanique de rotation. Les résultats de simulation montrent que ce filtre présente une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations paramétriques de la machine. Ces performances se traduisent directement sur le système d'entraînement global, dans lequel on observe des améliorations remarquables aussi bien en statique qu'en dynamique.*

- *Amélioration des performances statiques et dynamiques d'une commande vectorielle indirecte par l'utilisation du filtre de Kalman d'ordre complet et étendu à la résistance rotorique afin d'estimer en ligne sa variation avec la température et la fréquence. D'après les résultats de simulation du système d'entraînement global, l'adaptation en ligne de cette résistance rotorique dans le bloc de l'autopilotage permet de garantir le découplage artificiel entre le flux et le couple. Ceci constitue les performances bien connues de la commande vectorielle.*

Mots- clés: *Machine asynchrone, Commande vectorielle, Estimation en ligne, Filtre de Kalman, vitesse, résistance rotorique.*

***On line estimation of the state and the parameters
of three-phase Asynchronous motor***

Abstract: *Obtaining high performances with an asynchronous machine requires complex commands which require in particular the knowledge of the rotor parameters and states. However, the rotor states and parameters of the asynchronous cage machine are by nature inaccessible. Consequently, their estimation is essential. In this context, our work is pressed on the two following shutters:*

- *Development of a sensorless direct vector control by the use of the Kalman filter extended to the mechanical speed of rotation. The results of simulation show that this filter presents an interesting robustness with respect to the external disturbances and parametric variations of the machine. These performances are translated directly on the total system drive, in which one observes remarkable improvements as well in statics and in dynamics.*

- *Improvement of the static and dynamic performances of an indirect vector control by the use of the extended Kalman filter to rotor resistance in order to estimate on line its variation with the temperature and the frequency. According to the results of simulation of the total drive system, the on line adaptation of this rotor resistance in the block of the " autopilotage" permits to guarantee artificial decoupling between the flux and the torque. This constitutes the well-known performances of the vector control.*

Keywords: *Asynchronous machine, Vector control, on line estimation, Kalman filter, speed, rotor resistance.*

Bibliographie

- [ABE 02] **Abed. A**, " *Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone*". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, Mars 2002.
- [AKI 03] **Akin. B**, " *State estimation techniques for speed sensor less field oriented control of induction motors*". Thesis of Master, the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [BAG 99] **Baghli. L**, " *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*". Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I.1999.
- [BAR 03] **Barut. M, Bogosyan.O, S.Gokasan**, " *An EKF Based Reduised Order Estimator for The Sensor less Control of IM's*". IEEE Trans.power Electron, 2003.
- [BAR 03] **Barut. M, Bogosyan. O, S. Gokasan**, " *An Extended Kalman Filter Based Sensor less Direct Vector Control of Induction Motors*". IEEE Trans.power Electron, 2003.
- [BAR 87] **Barret. P**, " *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*"^{2^e} édition, éditions eyrolles 1987.
- [BEN 98] **Benchaib. R**, " *Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone*".Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes.France.1998.
- [BOM 01] **BOUMEGOURA. T**, " *Recherche De Signature Electromagnetique Des Défauts Dans Une Machine Asynchrone Et Synthèse D'observateurs En Vue Du Diagnostic*". Thèse de doctorat de l'université de Lyon.France.2001.
- [BUC 01] **Bûche. G**, " *Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink*". Mémoire d'Ingénieur De C.N.A.M 2001.
- [CAN 00.1] **Canudas. C**, " *Commande Des Moteurs Asynchrones 2 : Optimisation, Discrétisation et Observateurs*".Volume 2.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [CAN 00.2] **Canudas. C**, " *Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC*". Volume 1.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [CHA 89] **Chatelin. J**, " *Machines électriques*" traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, tome 1et2, Dunod, 1989.
- [COL 89] **Colin. Schauder**, " *Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers*" IEEE 98.

- [CHO 02] **Chaouch. S, Nait. S. M. S,** " Estimation en Temps Réel de la Constante de Temps Rotorique D'une Machine à Induction Par La Technique MRAS". Conférence On Electrical Engineering 10-11 Décembre 2002, université de Batna.
- [FOD 00] **Fodor. D, J. Vas,** " Extended Kalman filter based sensor less AC motor control".9th international conference on power electronics and motion control-EPE-PEMC 2000, Kosice.
- [GAR 98] **Garcia. S. G,** " Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [GAR 99] **Garcia. S, G. Mendes, E.Razek. A,** " Reduised –Order Observer for Rotor Flux, Rotor Resistance and Speed Estimation for Vector Controlled Induction Motor Drives Using the Extended Kalman Filter Technique" IEEE proc.-Electr.Power Appl., Vol.146 No.3.May 1999.
- [GRE 00] **Grellet. G, Clerc. G,**"Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [HAD 02] **Hadef. M,**" Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique" Mémoire de magister, université de Bejaia, 2002.
- [KHE 95] **Khenfer. N,**" Machine asynchrone: ses modèles, son identification et sa commande". Thèse de doctorat d'état és-science, ENP.Alger, 1995.
- [KHE 01] **Khelfu. S,** "Commande Vectorielle D'une Machine à Induction ; Impact De :
- La Saturation De La Machine
 - La Modulation Du Convertisseur".
- Thèse De Magister, Université De Batna, 2001.
- [KOU 02] **Kouzi. K,**" Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.
- [LEV 95] **Levi. E,**" A unified approach to main flux satuartion modeling D-Q axis models of induction machine". IEEE Trans, on Energy conversion, Dec 1995, Vol.10, N°3, pp .455-461.
- [LIN 96.1] **Lin. F. J,** " Robust Speed Controlled Induction Motor Drive Using EKF and RLS estimators". IEE. Proc. Electr. Power Appl., Vol.143 No.3.May1996.
- [LIN 96.2] **Lin. F. J,** " Application of EKF and RLS Estimators in Induction Motor Drive". .IEEE Trans.power Electron, 1996.

- [MOR 05] **Morand. F.**, " *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*". Thèse de doctorat, école doctorale de Lyon.2005.
- [MER 02] **Meroufel. A.**, " *Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI*". Conférence on electrical engineering 10-11 décembre 2002. Université de Batna.
- [NAI 99] **Nait-Said. M. S.**, " *Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil* :
- *Robustesse Contre les Dérives Paramétriques*
 - *Amélioration des Performances Energétiques* "
- Thèse de doctorat d'état, université de Batna 1999.
- [NAI 03] **Naït –Saïd. N.**, " *Contribution à l'Identification et la Commande de la Machine à Induction* ". Thèse de doctorat d'état, Université de Batna 2003.
- [NAI 04] **Nait-Said. M. S.**, " *commande par modes glissants d'un moteur asynchrone*". Cours de Magistère, promo 2002, université de Biskra.
- [NAJ 88] **Najim. M.**, " *modélisation et identification en traitement du signal*". Masson. 1988.
- [OUH 98] **Ouhrouche. M.A, Lefebvre.S, Do.X.D.**, " *Application of an Extended Kalman Filter to Rotor Speed and Resistance Estimation in Induction Motor Vector Control*". IEEE Trans.power Electron, 1998.
- [ROU 03] **Rouabah. Z.**, " *Modélisation et commande vectorielle d'une machine à induction avec prise en compte et minimisation des pertes (amélioration des performance energitique)*". Thèse de magister, université de Batna 2003.
- [SAI 02] **Saiad.A.**, " *Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique*". Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [SEG 81] **Séguier. G, J. Iesenne, F. Notelet.**, " *Introduction à l'electrotechnique approfondue*". Technique et documentation.1981.
- [SHI 00] **Shi. K. L.**, " *Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter*". IEE. Proc. Electr. Power. Appl. 2000.
- [SED 98] **Sedda. E.**, " *Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman*". Thèse de doctorat de l'université de Paris 6.France.1998.
- [VIC 02] **Vicente. L. Rui.**, " *Flux and Parameters Identification of Vector-Controlled Induction Motor in the Reference Frame*". IEEE, Trans power Electron, 2002.