



السلام عليكم ورحمة الله وبركاته



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Réseaux Electriques

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
GARTI MESSAOUD

Le : dimanche 24 juin 2018

Estimation de la résistance rotorique d'un moteur asynchrone triphasé par filtre de Kalman étendu

Jury :

M.	Cheriat Ahmed	Grade Pr	Président
M.	Yahia Khaled	Grade MCA	Encadreur
M.	Ghoggal Adel	Grade MCA	Examineur

Année universitaire : 2017 – 2018

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu et avant tous, le bon dieu le tout puissant, qui ma donné la force et la patience d'accomplir ce travail dans les meilleures conditions.

En second lieu, Je tiens à remercier mon encadreur

Dr. Yahia Khaled pour ses compétences et orientations.

Je tiens à remercier les membres de jury :

Pr. Cheriat Ahmed et Dr. Ghoggal Adel qui nous ont fait l'honneur de présider et d'examiner ce modeste travail.



_Garti Messaoud



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

DEDICACE

Je dédie ce travail à mes chers parents aussi à mes chères frères et sœurs, à ma petite famille (ma femme et mes enfants) qui ont partagé avec moi tous les moments de malaises et aussi de bonheurs.

Je dédie ce travail à tous mes amis et mes collègues ainsi que l'ensemble des étudiants de la PROMOTION 2018 et aussi toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire sans oublier les responsables des laboratoires.

Messaoud

Garti

Sommaire

Remerciements	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Notations et symboles	IV
 Introduction	 1

Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension

Introduction	3
I. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	4
I.1. Description et principe de fonctionnement.....	4
I.2. Hypothèses simplificatrices.....	5
I.3. Equations de tension en grandeurs de phase	6
I.4. Application de la transformation de <i>Park</i> a la machine asynchrone triphasée.....	8
I.4.1. Transformation de <i>Park</i>	8
I.4.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère de <i>Park</i> généralisé.....	10
I.5. Représentation d'état et choix d'un référentiel d'estimation.....	11
I.5.1. Représentation d'état.....	11
I.5.2. Choix d'un référentiel d'estimation	13
I.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère lie au stator	14
II. Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
Conclusion.....	17

Chapitre II : Filtre de Kalman stochastique d'ordre complet

Introduction.....	18
I. Observateurs	19
I.1. Principe des observateurs	19
I.2. Classification des observateurs	20
II. Bruit	22
II.1. Bruit d'état	22

II.2. Bruit de mesure	23
III. Filtre de Kalman	23
III.1. Modèle stochastique	23
III.2. Filtre de Kalman standard	26
III.3. Filtre de Kalman étendu	27
III.4. Détermination des matrices de covariance de bruit d'état et de mesure Q et R	28
Conclusion	30
Chapitre III : Estimation de la résistance rotorique du moteur asynchrone triphasé	
I. Application du filtre de Kalman au <i>MAS</i> alimenté par le réseau triphasé.....	31
II. Application du filtre de Kalman étendu au <i>MAS</i> alimenté par le réseau triphasé.....	33
Conclusion.....	39
Conclusion générale	40
Annexe.....	41
Résumé/ ملخص.....	42
Bibliographie.....	43

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
$E\{\cdot\}$	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
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

○ D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres, s'il y a lieu.

Introduction

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 [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).

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.

Le chapitre II 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.

Dans le chapitre III, Nous allons utiliser le filtre de Kalman étendu pour l'estimation en ligne de la résistance rotorique.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude.

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.

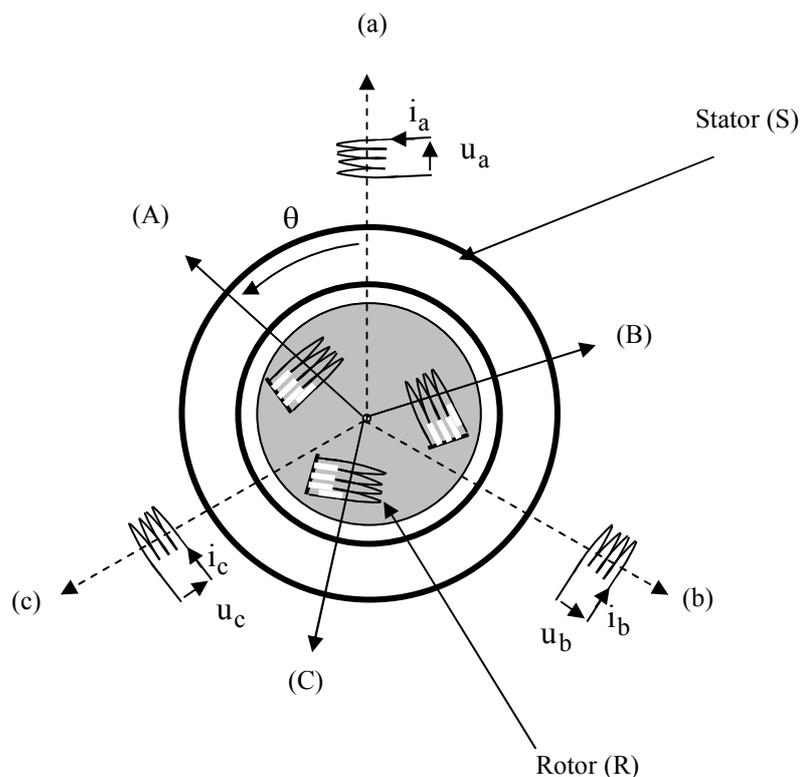


Figure I.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

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:

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

avec la matrice de transformation de *Park*:

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

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:

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

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.

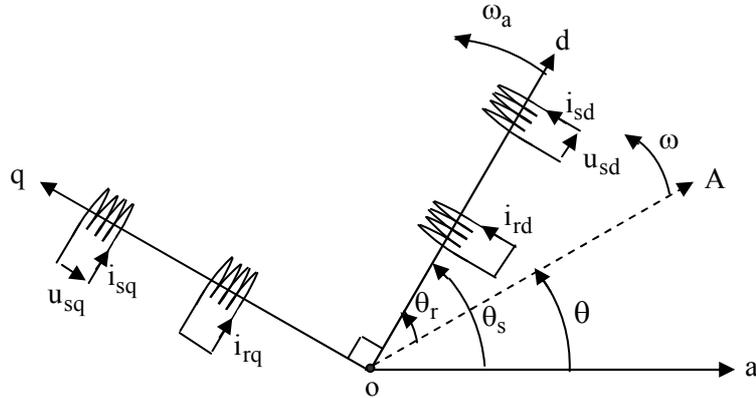


Figure I.2. Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de *Park*)

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 :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

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].

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

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] :

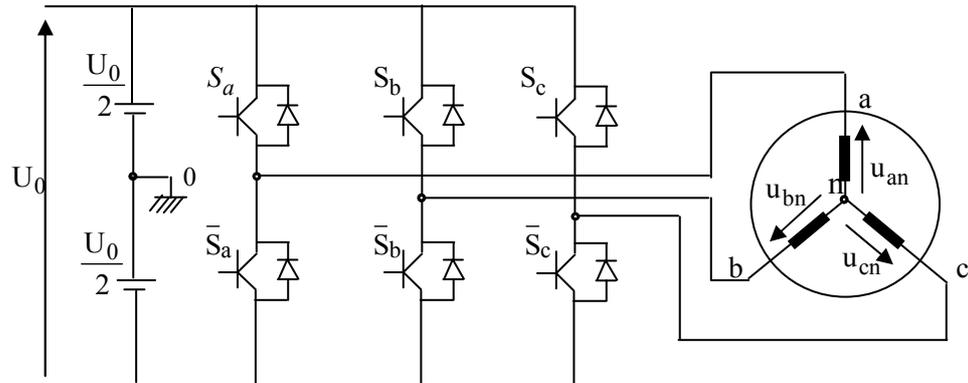


Figure I.3. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le *MAS*

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 coté 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

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 II.1) [GRE 00], [BOU 01], [SAI 02].

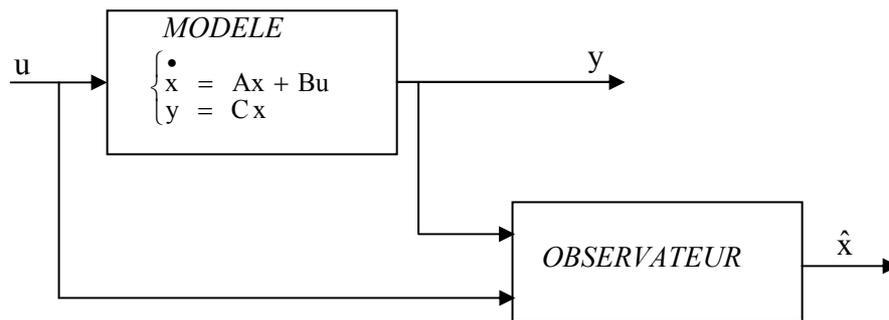


Figure II.1. Principe de l'observation

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 II.2).

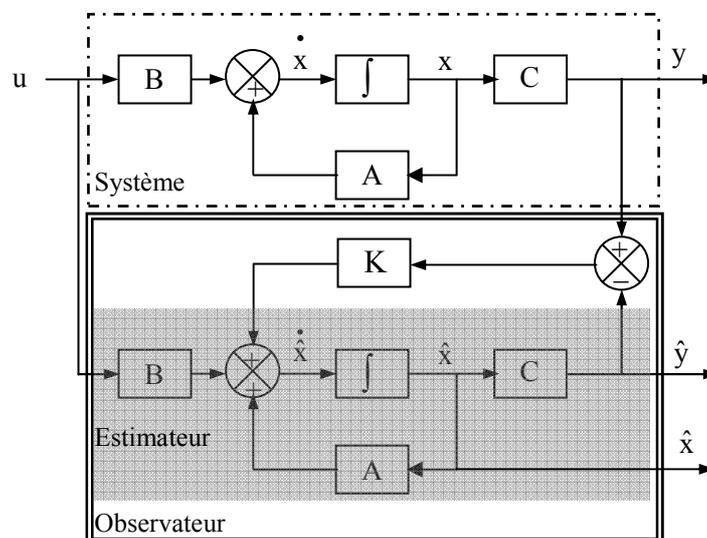


Figure II.2 Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

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 classées 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 II.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 II.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 :

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

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:

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

avec: I_4 la matrice identité d'ordre 4.

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

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

avec:

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

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 (II.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 II.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 :

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

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:

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

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:

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

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 :

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

et

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

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

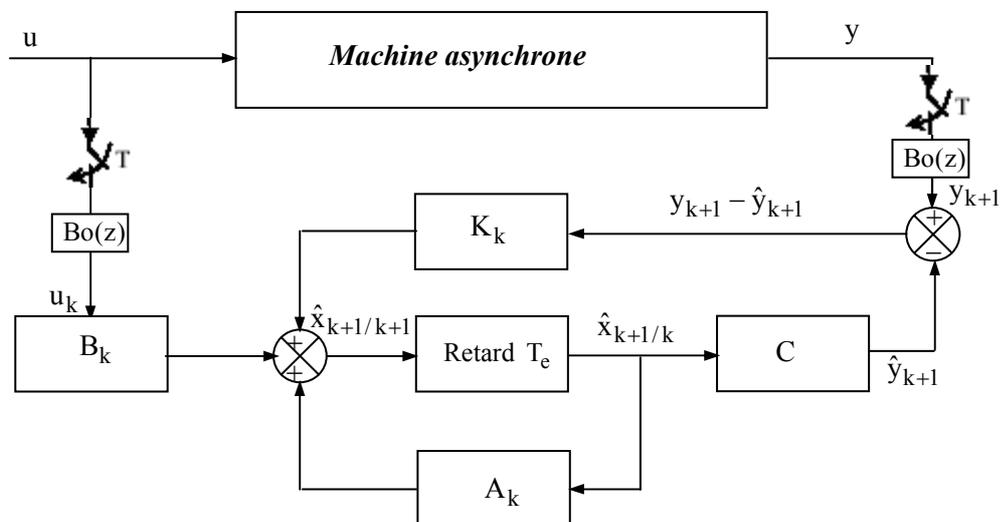


Figure II. 3. Schéma général du filtre de Kalman discret

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:

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

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_0 est diagonale et on définit:

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

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

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

- Prédiction de la matrice de covariance

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

avec:

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

b). Phase de correction

- Calcul du gain de Kalman

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

avec:

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

- Estimation du vecteur d'état étendu

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

- Estimation de la matrice de covariance

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

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).

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 III

Estimation de la résistance rotorique du moteur asynchrone triphasé

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

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.1), (III.2) 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.3) et (III.4). 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).

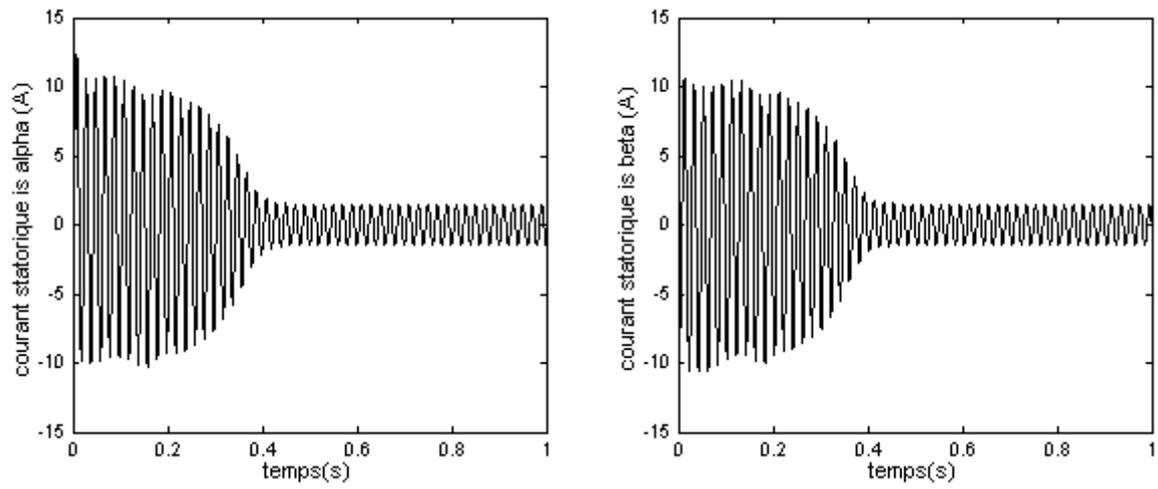


Figure III.1. Estimation des courants statoriques $\hat{i}_{s\alpha}$ et $\hat{i}_{s\beta}$

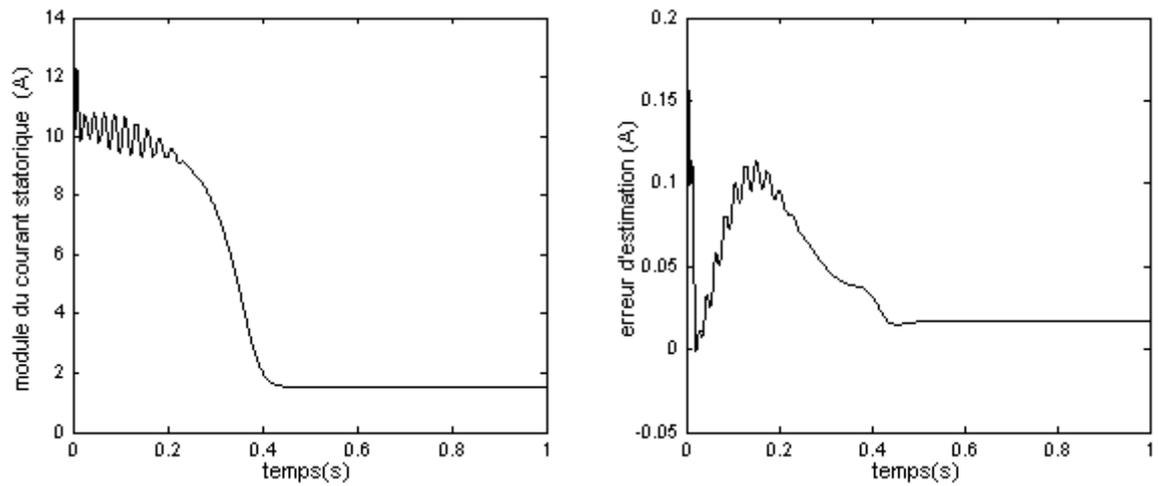


Figure III.2. Estimation du module du courant statorique et son erreur d'estimation

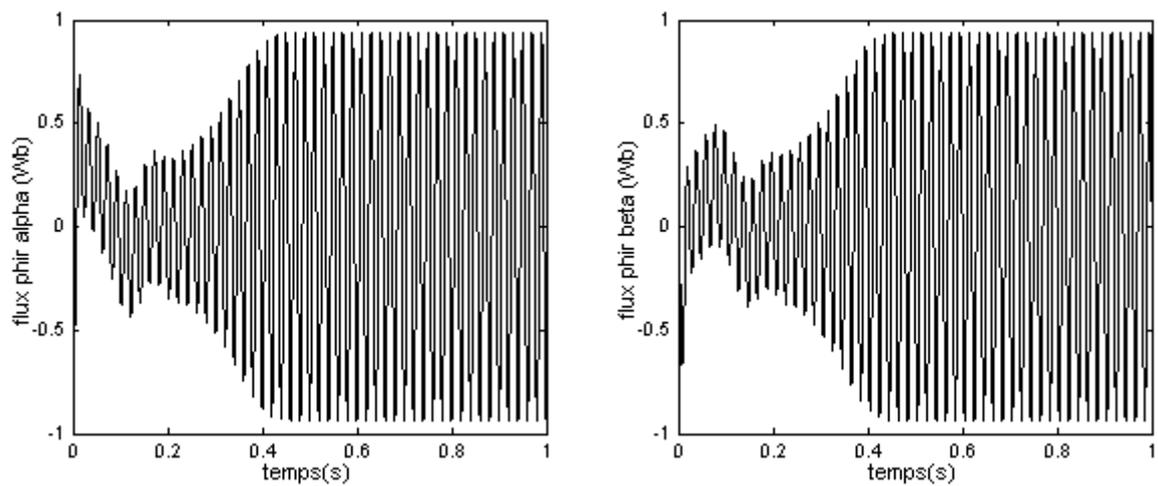


Figure III.3. Estimation des flux rotoriques $\hat{\psi}_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta}$

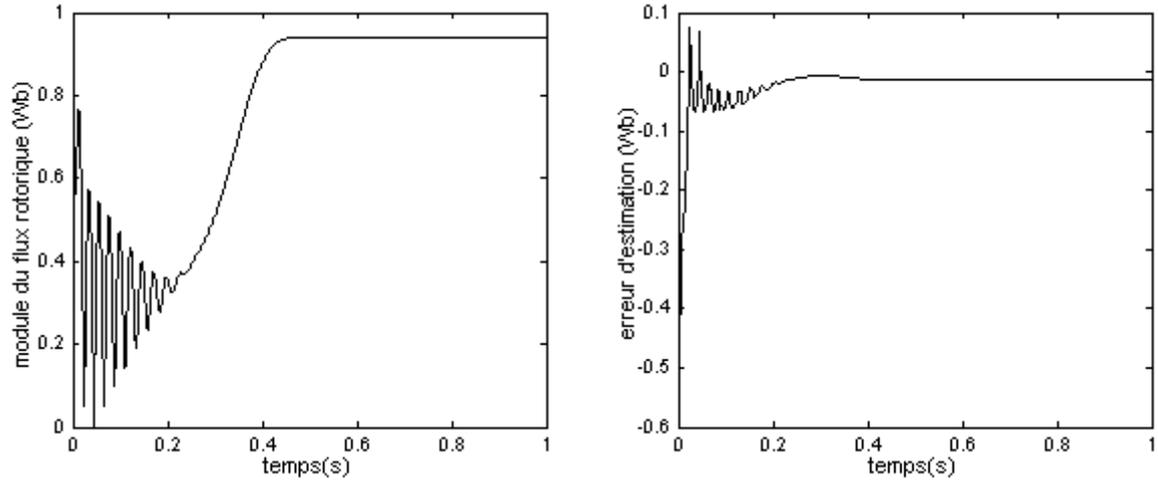


Figure III.4. Estimation du module du flux rotorique et son erreur d'estimation

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

Dans cette section, 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.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \\ x_1 = -(\gamma_1 + \gamma_2 x_5)x_1 + \frac{K_1}{L_r} x_5 x_3 + K_1 p \Omega x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\alpha} \\ \bullet \\ x_2 = -(\gamma_1 + \gamma_2 x_5)x_2 + \frac{K_1}{L_r} x_5 x_4 - K_1 p \Omega x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \bullet \\ x_3 = \frac{L_m}{L_r} x_5 x_1 - \frac{1}{L_r} x_5 x_3 - p \Omega x_4 \\ \bullet \\ x_4 = \frac{L_m}{L_r} x_5 x_2 - \frac{1}{L_r} x_5 x_4 + p \Omega x_3 \\ \bullet \\ x_5 = 0 \end{array} \right. \quad (V.6)$$

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 :

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

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:

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

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

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:

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

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.

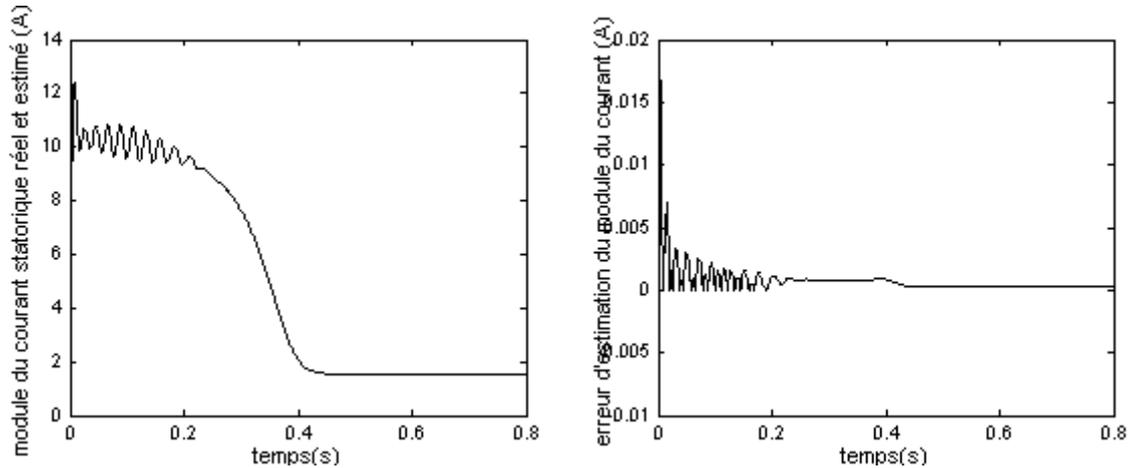


Figure V.1 Module du courant statorique estimé et son erreur d'estimation

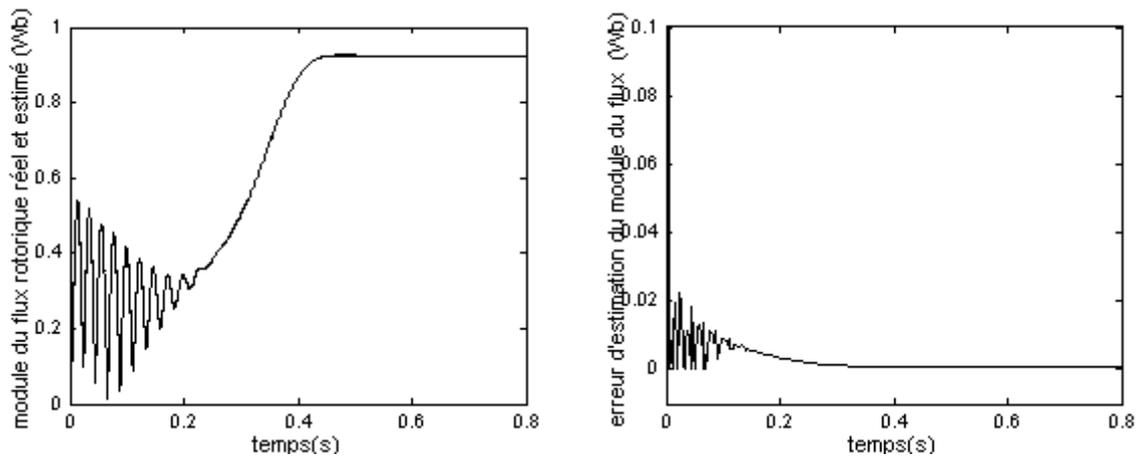


Figure V.2 Module du flux rotorique estimé et son erreur d'estimation

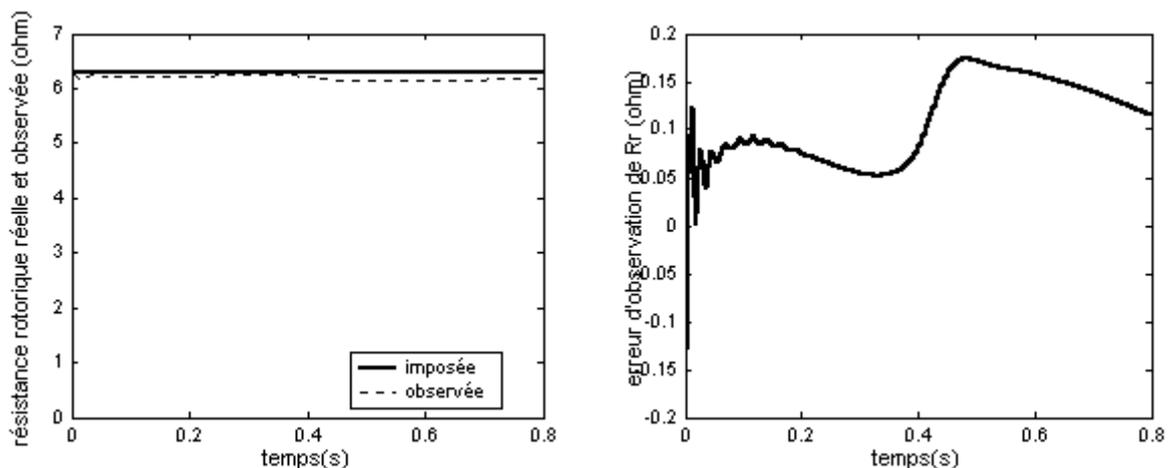


Figure V.3. Résistance rotorique réelle, observée et son erreur d'observation

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.

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 $t=1s$, 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:

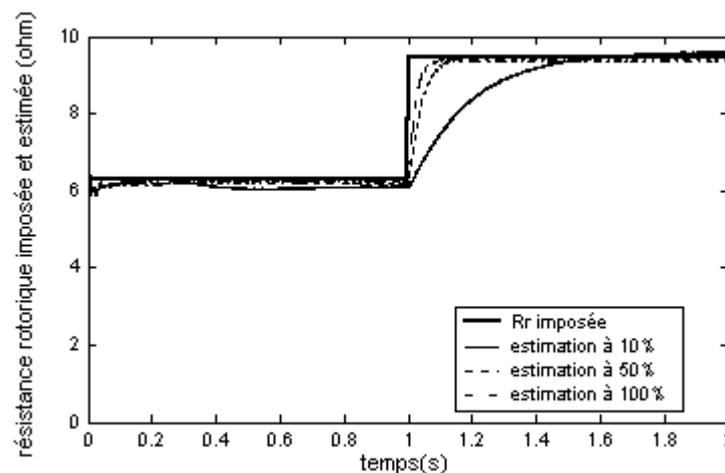


Figure V.5. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour différentes charges (de 10%, 50% et 100% du couple nominal)

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 $C_r = 5Nm$. La résistance rotorique est imposée comme précédemment. La figure (V.6) donne le résultat de simulation. 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).

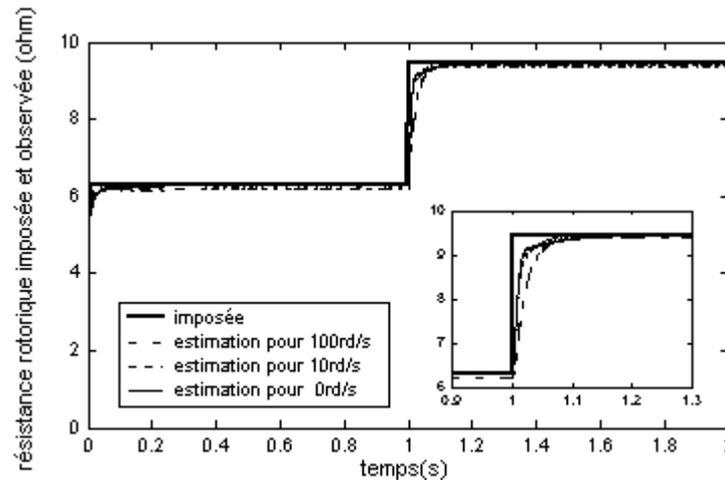


Figure V.6. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour différentes vitesses (0rd/s, 10rd/s et 100rd/s)

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 $t = 1$ s, cette résistance est prise égale à une valeur de 12.6ohm (augmentation à 100% de la valeur nominale). A $t = 2$ s, 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.

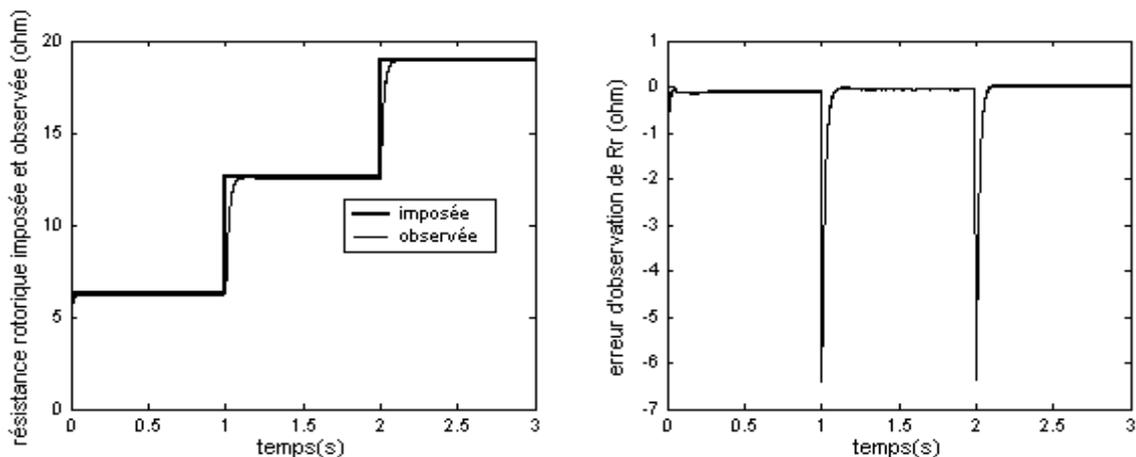


Figure V.7. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour un profil rapide

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 $C_r = 5 \text{ Nm}$. La résistance rotorique est imposée dans un premier temps à sa valeur nominale. A $t = 1 \text{ s}$, elle est forcée à suivre un profil régité par cette équation : $R_r(t) = 5.t + 1.3 \text{ } (\Omega)$.

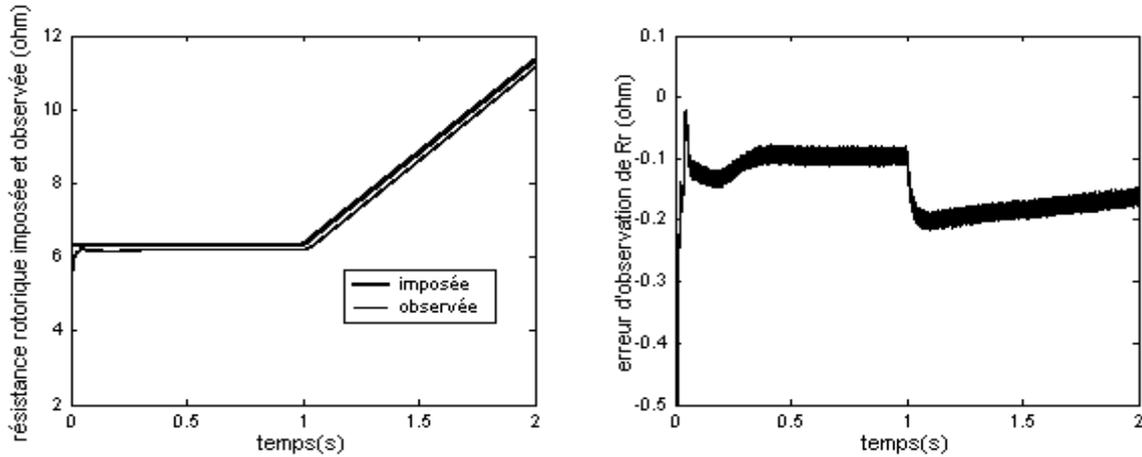


Figure V.8. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour un profil lent

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).

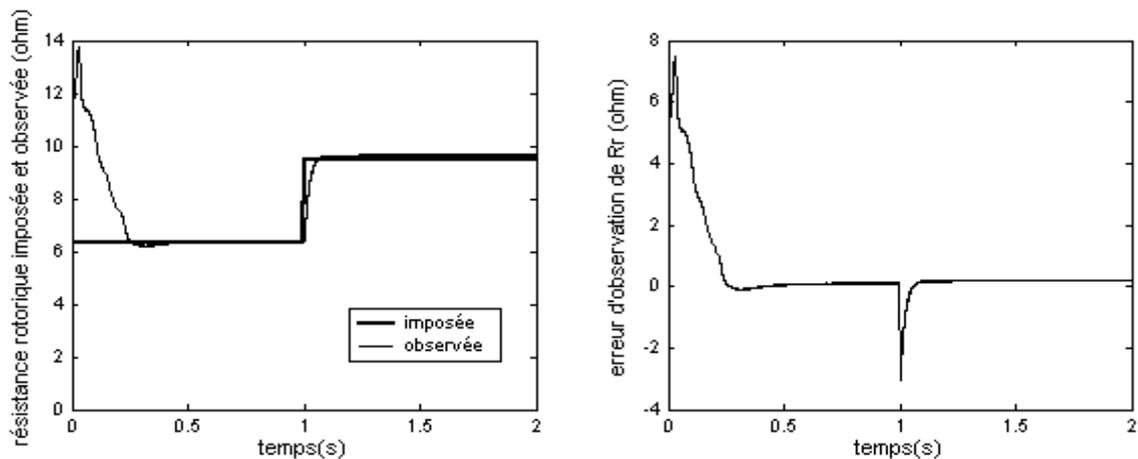


Figure V.9. Estimation de la résistance rotorique par le filtre de Kalman étendu pour une augmentation de 50% de la résistance statorique

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.

Conclusion

La variation de la résistance rotorique a une importance capitale sur les performances d'une commande vectorielle indirecte (*CVI*). 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 . 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 la variation de R_s).

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'estimation en ligne de la résistance rotorique du moteur asynchrone à cage d'écureuil (*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.

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 deuxième 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.

Le troisième et dernier chapitre est consacré à l'estimation de la résistance rotorique du moteur asynchrone. Des résultats de simulation du filtre de Kalman standard sont donnés pour montrer leurs performances. Ces résultats sont dans l'ensemble acceptables. 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.

Annexe

✓ *Les paramètres de la machine utilisée [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

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

ملخص:

التحصل على ميزات جيدة بألة لاتزامنية يتطلب طرق تحكم معقدة هذه الطرق تتطلب معرفة مقادير وحالة الدوار خاصة. لكن مقادير وحالة الدوار في المحرك اللاتزامني بققص غير قابلة للقياس المباشر. لهذا فتقريبهم يصبح ضروريا. من هذا المنطلق عملنا يتركز على الجانب التالي :

- تحسين الميزات الديناميكية للتحكم الشعاعي الغير مباشر بإستعمال مرشح "Kalman" ذو رتبة كاملة وممدد إلى

مقاومة الدوار لتقدير تغيراتها بسبب الحرارة والتواتر على المباشر. حسب نتائج التمثيل للنظام الكلي, التكيف على المباشر لهذه المقاومة في جناح " autopilotage " يمكن من ضمان الانفصال الإصطناعي بين التدفق والعزم. هذا يمثل الميزات المعروفة للتحكم الشعاعي.

كلمات مفاتيح: آلة لاتزامنية- تحكم شعاعي -تقدير على المباشر – مرشح "Kalman" - مقاومة الدوار.

Résumé :

l'obtention des hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes qui nécessitent notamment la connaissance des paramètres et des états rotorique .Or. ces derniers de la machine asynchrone à cage sont par nature inaccessibles. Leur estimation s'impose .donc ce travail s'appuie sur le volet suivant :
Amélioration des performances statiques et dynamiques d'une commande vectorielle indirecte par l'utilisation de 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 résultat 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, filtre de Kalman , résistance rotorique

Bibliographie

- [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.
- [BAR 87] **Barret. P.**, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques" 2^e édition, éditions eyrolles 1987.
- [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.
- [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.
- [GRE 00] **Grellet. G, Clerc. G.**, "Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.
- [KHE 95] **Khenfer. N.**, " Machine asynchrone: ses modèles, son identification et sa commande". Thèse de doctorat d'état és-science, ENP.Alger, 1995.
- [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.
- [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.

- [NAJ 88]** *Najim. M, " modélisation et identification en traitement du signal". Masson. 1988.*
- [ROU 03]** *Rouabah. Z, "Modélisation et commande vectorielle d'une machine à induction avec prise en compte et minimisation des pertes (amélioration des performance energetique)". 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.*
- [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.*
- [HAD 02]** *Hadef. M," Contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique" Mémoire de magister, université de Bejaia, 2002.*