

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna



Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction
Electromagnétiques, LSP-IE, Batna' 2000

Mémoire

Option : Electricité industrielle

Présenté par :

Mr : Fezzani Amor

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique

Soutenu le : 07/05/09 Devant le Jury

M.S. NAIT-SAID	Prof	Université de Batna	Président
S. DRID	M.C	Université de Batna	Rapporteur
A. MAKOUF	Prof	Université de Batna	Co- Rapporteur
A. MENACER	M.C	Université de Biskra	Examineur
S. CHAOUCH	M.C	Université de M'sila	Examineur

Dédicace

A Mes parents, Mes Frères et Sœurs

*A mon épouse, la seule personne qui a partagé
avec moi les moments d'inquiétude avant ceux de joie,
pendant tout ces années.*

A mes chers enfants :

Meriem

Ibrahim

A mon frère Ismail

A mon frère J. Abdessemed

A tous je dédie ce Travail

Remerciements

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes de Propulsion-Induction Electrotechnique LSP-IE de l'Université de Batna, 2000 .

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **DRID SAID** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna ,d'accepter d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **ABDESSALAME MAKOUF** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.*

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **M S. NAIT-SAID** Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*

*Mes sincères et vifs remerciements vont aussi à Monsieur **A.MENACER** Maître de conférences de l'Université de Biskra d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.*

*Mes remerciements vont également à Mlle **S.CHAOUCH** Maître de conférences au département d'électrotechnique de l'Université de M'Sila d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Sommaire

Sommaire	
Notations et symboles	
Introduction Générale	1

Chapitre I: Modélisation de la Machine à Induction et Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique

Introduction	4
I. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	5
I.1.1 Hypothèses simplificatrices	5
I.1.2. Equations des tensions.....	5
I.1.3. Transformation de <i>Park</i>	7
I.1.4. Equations électriques.....	8
I.1.5. Equations de flux.....	9
I.1.6. Choix du repère de référence	9
I.1.7. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone.....	9
I.2. Modélisation du convertisseur statique	11
I.2.1. Stratégies de commande de l'onduleur	13
I.2.2. Principe de la stratégie sinus-triangulaire.....	13
I.3. Simulation de la (MAS).....	14
I.4. Commande vectorielle.....	15
I.4.1. Principe de la commande vectorielle.....	15
I.4.2. Découplage statique.....	17
I.4.3. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.....	18
I.4.3.1. Résultats de simulation et interprétation	21
• Test en charge et avec inversion de vitesse	
I.5. Evaluation de l'influence des variations paramétrique en régime dynamique	22
• Résistance statorique	
• Constante de temps du rotor	
Conclusion.....	25

Chapitre II : Commande Vectorielle Indirecte Sans Capteur de Vitesse

Introduction.....	26
II.1. Système adaptatif avec modèle de référence.....	27
II.1.1. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique.....	28
II.2. Observateur.....	32
II.2.1. Observateur déterministe.....	32
II.2.2. Détermination de la matrice de gain K	33
II.2.3. Représentation d'état de l'observateur de <i>Luenberger</i>	34
II.2.4. Constitution de l'observateur adaptatif.....	35
II.3. Schéma de simulation et résultats	37
II.4. Filtre de <i>Kalman</i>	41
II.4.1. Modèle stochastique.....	41
II.4.2. Filtre de <i>Kalman</i> standard	43
II.4.3. Détermination des covariance de bruit et mesure Q et R	44
II.4.4. Résultats de Simulation	44
II.4.5. Filtre de <i>Kalman</i> étendu	45
II.4.5.1. Application à l'estimation de la vitesse de rotation.....	47
II.4.5.2. Schéma de simulation globale.....	48
II.4.5.3. Résultats de Simulation et interprétations.....	49
II.4.5.4. Estimation avec injection du bruit de mesure.....	50
II.5. Test de robustesse pour une variation paramétrique	51
Conclusion.....	52

Chapitre III : Estimation en Temps Réel des Paramètres de la Machine à Induction

Introduction.....	53
III.1. Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique MRAS.....	53
III.1.1. Performances d'estimateur MRAS.....	56
III.2. Estimation en temps réel de $1/T_r$ basée sur l'observateur de Luenberger.....	58
III.2.1. Performances d'observateur Luenberger adaptatif.....	61
III.3. Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par filtre de kalman.....	65
III.3.1. Performances de filtre de Kalman.....	66

III.3.2 Estimation de la constante de temps rotorique avec injection du bruit de mesure.....	68
Conclusion	69

Chapitre IV: Commande Vectorielle Robuste avec Adaptation Paramétrique et Aspect Expérimental

Introduction	70
IV.1. Etude de l'influence des paramètres de la machine en régime permanent.....	70
IV.1.2 Analyse de la variation de T_r sur les performances de la commande	
IV.1.2.1. Influence de variation de (T_r) sur le couple électromagnétique.....	72
IV.1.2.2. Influence sur le flux.....	74
IV.2. Adaptation de la constante de temps rotorique.....	75
IV.3. Performances des techniques d'adaptations.....	75
IV.3.2. Test de la variation de la résistance statorique.....	78
IV.3.2. Estimation en temps réel de la résistance statorique.....	80
<ul style="list-style-type: none"> • Par filtre de <i>Kalman</i> • Par observateur <i>MRAS</i> 	
IV.4. Résultats de Simulation et interprétations.....	85
IV.5. Validations expérimentales.....	89
IV.5.1. Description du banc d'essai.....	89
<ul style="list-style-type: none"> • Machine à induction utilisée • Onduleur • Carte dSPACE • <i>La charge</i> 	
IV.5.2. Résultats d'essais expérimentaux.....	91
<ul style="list-style-type: none"> • Implantation de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction • Implantation de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction sans capteur de vitesse • Estimation en temps réel de la constante de temps statorique et rotorique 	
Conclusion	96
Conclusion Générale	97
Annexe	
Bibliographie	

Notations et symboles

<i>MAS</i>	<i>Moteur Asynchrone ou Machine Asynchrone</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
<i>CVI</i>	<i>Commande Vectorielle Indirecte</i>
<i>MRAS</i>	<i>Model Référence adaptative system (en anglais)</i>
<i>FKE</i>	<i>Filtre de Kalman Etendu</i>
<i>J</i>	<i>Matrice antisymétrique d'ordre deux</i> $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
<i>I</i>	<i>Matrice identité d'ordre deux</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel Intégral</i>
<i>S,R</i>	<i>Indices stator et rotor, respectivement</i>
α, β	<i>Composantes α, β (repère diphasé fixe lié au stator)</i>
<i>d,q</i>	<i>Indices pour les composantes de Park directe et quadrature,</i>
(\wedge)	<i>Signe de valeur estimée</i>
*	<i>Signe de valeur de référence</i>
Ω	<i>Vitesse de rotation mécanique du rotor [rd / s]</i>
ω	<i>Vitesse de rotation électrique du rotor ($\omega = p\Omega$) [rd / s]</i>
ω_s	<i>Pulsation statorique [rd / s]</i>
ω_r	<i>Pulsation de glissement [rd / s]</i>
M_{\circ}	<i>Valeur maximale des inductances mutuelle entre phases statoriques et rotoriques</i>
<i>s</i>	<i>Opérateur de Laplace.</i>

L_r	<i>Inductance propre cyclique rotorique [H]</i>
L_s	<i>Inductance propre cyclique statorique [H]</i>
M	<i>Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]</i>
R_r	<i>Résistance rotorique [Ω]</i>
R_s	<i>Résistance statorique [Ω]</i>
C_e	<i>Couple électromagnétique [Nm]</i>
C_r	<i>Couple mécanique résistant [Nm]</i>
f_m	<i>Coefficient de frottement visqueux [SI] où [Nm.s/rad]</i>
J_m	<i>Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m²]</i>
p	<i>Nombre de paire de pôles</i>
T_r	<i>Constante de temps rotorique</i>
T_s	<i>Constante de temps statorique</i>
T	<i>Période d'échantillonnage</i>
σ	<i>Coefficient de dispersion total de Blondel</i>
$\Im m$	<i>Partie imaginaire</i>
\bar{X}	<i>Grandeur vectorielle à 2 D</i>
\bar{V}_s	<i>Vecteur complexe de tension statorique</i>
\bar{V}_r	<i>Vecteur complexe de tension rotorique</i>
\bar{I}_s	<i>Vecteur complexe du courant statorique</i>
\bar{I}_r	<i>Vecteur complexe du courant rotorique</i>
$\bar{\Phi}_r$	<i>Vecteur complexe du flux rotorique</i>
$\hat{\bar{X}}^{(s)}$	<i>Vecteur estimé à partir du modèle statorique</i>
$\hat{\bar{X}}^{(R)}$	<i>Vecteur estimé à partir du modèle rotorique</i>
A, B, C	<i>Matrice d'état, de commande et d'observation</i>
W_k	<i>Bruit d'état</i>
V	<i>Bruit de mesure</i>
X	<i>Vecteur d'état</i>
Y	<i>Vecteur d'observation</i>
Q	<i>Matrice de covariance de bruit d'état</i>

R	<i>Matrice de covariance de bruit de mesure</i>
$E\{\}$	<i>Espérance mathématique</i>
$[T]$	<i>Matrice de transformation de Park</i>
U_c	<i>Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]</i>
V_p	<i>Amplitude de la porteuse [V]</i>
ε	<i>Erreur sur l'estimation des états</i>
ε_{I_s}	<i>Erreur sur l'estimation des courants statorique</i>
ε_{Φ_r}	<i>Erreur sur l'estimation des flux rotoriques</i>

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

Introduction

Généralités

Le moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste à construire.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor.

Ce moteur présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la non linéarité de son modèle dynamique et ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables (variables rotorique).

Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques. Plusieurs stratégies ont été développées pour surmonter toutes les difficultés signalées ci-dessus.

La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique assure un découplage efficace entre les principales grandeurs de sorties du moteur à induction à savoir le flux et le couple.

En outre, elle nécessite l'emplacement d'un capteur de vitesse afin de satisfaire le processus de découplage. Le capteur de vitesse entraîne une augmentation du coût de l'installation et une fragilisation du système d'entraînement. Par conséquent sa suppression et l'utilisation des

techniques d'estimations pour améliorer la robustesse de la commande et diminuer son coût s'avéré nécessaire [Khe 07].

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but : Il y'a celles qui dépendent du modèle de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'estimations basés sur le système adaptatif à modèle référence (*MRAS*), sur les techniques d'observations (observateur de *Luenberger* adaptatif, filtre de *Kalman*) ou celles qui s'appuie sur les techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiel) [Vas 99].

La commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique souffre en particulier de sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine. Ces paramètres peuvent varier à cause des effets liés à son fonctionnement tel que température, la saturation et l'effet de peau [Sed 98]. La variation de ces derniers provoque la perte découplage et affecte à la fois les performances de réglage de la vitesse et la robustesse de la commande .

Dépendant du type de la machine l'inductance mutuelle peut varier jusqu'à 20%, tandis que la résistance rotorique peut varier jusqu'à 50% de leur valeur nominale [Min 97]. C'est pourquoi. Quelques chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en temps réel (en ligne) des paramètres.

Le travail présenté dans ce mémoire se situe dans le cadre des objectifs suivants

- Etudier les différentes techniques d'estimation de la vitesse, et leur exploitation dans une commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique sans capteur de vitesse.
- Du point de vue contrôle, les machines à induction représentent un problème complexe, multi-variable à couplage non linéaire et avec des incertitudes sur les paramètres. La Conception d'une commande robuste par adaptation paramétrique est nécessaire et devrait être réalisée en ligne (en temps réel).

Structure du mémoire

Le manuscrit est organisé de la manière suivante :

Dans le chapitre I, en premier lieu, nous présenterons une modélisation de la machine à induction s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande et de l'observation. On donne ensuite la modélisation de l'onduleur de tension triphasé, ce dernier est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*). Dans un deuxième temps, nous exposons le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique ensuite l'évaluation de l'influence des variations paramétrique en régime dynamique.

Le deuxième chapitre est destiné à étudier les techniques d'estimation et d'observation de la vitesse de rotation de la machine à induction. Après avoir rappelé brièvement quelques approches d'estimation et d'observation. Des tests de simulation sont faits pour examiner la robustesse des approches 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.

Le chapitre III est consacré à l'estimation en temps réel (en ligne) des paramètres de la machine à induction. Pour ce faire. Nous commençons par exposer trois approches permettant d'estimer les paramètres à savoir estimation basée sur système adaptatif avec modèle de référence (*MRAS*), un observateur de type de *Luenberger* avec des dispositifs d'adaptations et un filtre de *Kalman* étendu. Pour valider les approches citées, nous effectuons des tests de simulation à l'aide de SIMULINK sous MATLAB.

Pour atteindre notre objectif, qui est de prendre en considération les incertitudes sur les paramètres de la machine à induction, nous traitons l'analyse des variations des paramètres sur les performances de la commande vectorielle indirecte en régime permanent. En suite, nous proposons une adaptation de la constante de temps du rotor en ligne, Après, des résultats de simulation de l'association (convertisseur- moteur- charge) sont présentés pour valider et montrer les performances des techniques de commande utilisées. L'aspect expérimental revêt donc une très grande importance il permet de valider les techniques établies par un travail et de simulation. Les structures des commandes sont enfin validées expérimentalement par l'utilisation d'un dSPACE 1103 et appliquée sur une machine à induction de 0.9KW .Cela fera l'objet du chapitre IV.

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

Chapitre I
***Modélisation de la Machine à Induction et Commande
Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique***

Introduction

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie par sa simplicité, sa robustesse et son faible coût.

Pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine asynchrone l'élaboration de son modèle mathématique s'avère indispensable.

Plusieurs méthodes, sont utilisées pour contrôler, la machines asynchrone. Avec l'avènement des microcontrôleurs il est devenu possible de réaliser de telles commandes à un coût raisonnable. Parmi ces méthodes, On distingue la commande vectorielle par orientation du flux FOC (Field Oriented Control).

Le principe de la commande vectorielle est imaginé par Kavacs 1959, il est développé ensuite par les travaux de Blaschke [Bla 72].

La commande vectorielle offre une structure minimale pour avoir un découplage entre le flux et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. Elle est basée sur le choix d'un repère de référence lié aux flux rotorique [Gre 97].

Néanmoins, La commande vectorielle est caractérisé par sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine (changement de la température et de la saturation de la machine). Un ajustement des ces paramètres par des structures bouclées est nécessaire pour éviter une dégradation des performances de la commande vectorielle [Lac 94].

Ce chapitre est divisé en deux parties :

La première partie est consacrée à la modélisation de la machine par une représentation d'état et puis sa commande vectorielle indirecte à flux orienté. La machine étant alimenté en tension par un réseau triphasé équilibré, puis par un onduleur de tension commandé en tension.

La deuxième partie traite de l'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande en régime dynamique.

I.1. Modélisation de la machine généralisée

I.1.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique de la machine repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes [Hau 95].

- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer le flux comme une fonction linéaire des courants.
- L'effet pelliculaire est négligé.
- Les résistances et les réactances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, ceci suppose la perméance de l'entrefer constante.
- prise en compte du premier harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée dans chaque phase du stator et du rotor.

En tenant compte de ces hypothèses la machine peut être représentée schématiquement comme indiquée sur la **figure.I.1**.

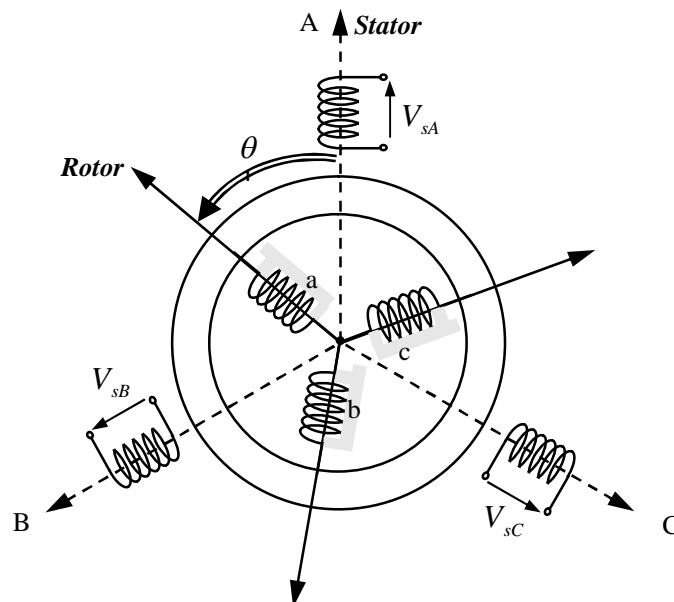


Fig. I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.1.2. Equations des tensions

En appliquant la loi d'ohm à chaque phase de la machine asynchrone, les équations différentielles de tension des trois phases du stator et du rotor s'écrivent :

a- pour le stator

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sA} \\ I_{sB} \\ I_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

b- pour le rotor

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.3)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Où

$[R_s]$ et $[R_r]$ désignent les résistances par phase du stator et du rotor

$$[V_s] = [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC}]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur tensions rotoriques}$$

$$[I_s] = [I_{sA} \quad I_{sB} \quad I_{sC}]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur courants rotoriques}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sA} \quad \Phi_{sB} \quad \Phi_{sC}]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \quad \Phi_{rb} \quad \Phi_{rc}]^T \quad : \text{Vecteur flux rotoriques}$$

Les flux totalisés couplés dans les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme:

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$: représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_o \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ des inductances mutuelles dépendent de l'angle de rotation θ . Pour cette raison nous allons travailler par la suite avec un modèle transformé dans le repère à deux axes orthogonaux permettant de rendre toutes les inductances constante. La transformation est dite de park [Mor 05].

I.1.3. Transformation de park

La transformation de park appelée souvent transformation à deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes :

- d'axe direct
- d'axe en quadrature
- homopolaire

u : Indice de la composante directe

v : Indice de la composante en quadrature

o : Indice de la composante homopolaire

La transformation du modèle d'un enroulement triphasé en un modèle d'un enroulement biphasé, en prenant en compte la conservation des puissances est permis par la matrice de park donnée ci après [Tai 05].

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{OBS} & \cos\left(\theta_{OBS} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{OBS} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_{OBS} & -\sin\left(\theta_{OBS} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{OBS} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La matrice de passage inverse, est donnée par :

$$[T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{OBS} & -\sin \theta_{OBS} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{OBS} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{OBS} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{OBS} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{OBS} - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

θ_{OBS} : est l'angle de rotation du repère (u, v) .

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [T]^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

En appliquant, la transformation de park $[T]$ sur les équations (I.1), (I.3) et (I.5) et après simplification, les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (u, v) sont déduites voir **figure.I.2**.

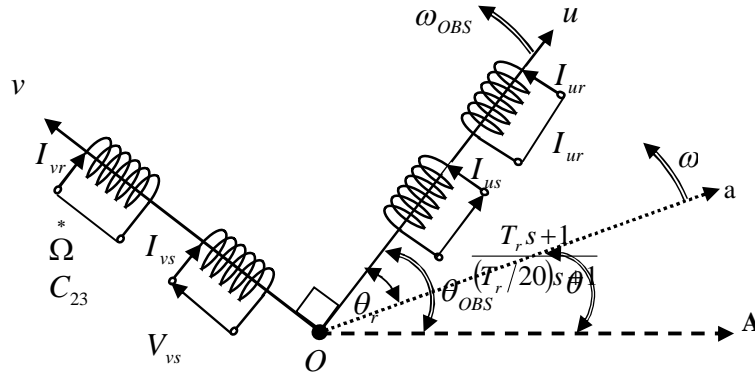


Fig.I.2 : Représentation des enroulements fictifs d'axes $u-v$

I.1.4. Equations Electrique

Les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques sur le repère (u, v) s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{OBS} \\ \omega_{OBS} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec : $\omega_r = \omega_{OBS} - \omega$

I.1.5. Equations de flux

Les équations des flux sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{us} \\ \Phi_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ur} \\ \Phi_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ur} \\ I_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{us} \\ I_{vs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre de l'armature du stator.

$M = \frac{3}{2} M_o$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

M_o : Est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre de l'armature du rotor.

I.1.6. Choix du repère de référence

Il y en trois types de référentiels qui sont intéressants dans la pratique.

- référentiel commun lié au stator $\omega_{OBS} = 0$
- référentiel commun lié au rotor $\omega_{OBS} = \omega = p\Omega$
- référentiel commun lié au synchronisme statique $\omega_{OBS} = \omega_s$

I.1.7. Représentation d'état de la machine asynchrone

La représentation dépend en premier lieu du référentiel, choisi. Si on considère le repère commun tournant au synchronisme c'est à dire $\omega_{OBS} = \omega_s$, l'avantage est l'obtention de grandeurs constantes en régime permanent.

Les équations du modèle de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$\omega_r = \omega_s - \omega$: Pulsation de glissement.

Par la suite, la modélisation de la machine dépend des variables d'états ; pour notre part le choix est basé sur les composantes du courant statorique et du flux du rotor sur les axes (d, q)

En manipulant les équations des flux le système d'équations (I.17) peut alors être décrit par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} I_{ds} &= -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{dr} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\
 \frac{d}{dt} I_{qs} &= -\omega_s I_{ds} + \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma}\right) I_{qs} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} + \frac{M}{L_s L_r T_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= \frac{M}{T_r} I_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr}
 \end{aligned} \tag{I.18}$$

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

D'une manière compacte, la machine peut être représenté par la relation suivant :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu \tag{I.19}$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \Phi_{dr} & \Phi_{qr} \end{bmatrix}^T \quad \text{et} \quad u = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^T \tag{I.20}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tag{I.21}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.22}$$

En fin pour l'équation mécanique.

Le couple électromagnétique obtenu à l'aide d'un bilan de puissance est donne par :

$$C_e = p \Im m \left[\bar{i}_s \Phi_s^* \right] \tag{I.23}$$

L'équation du mouvement s'écrit alors comme suit :

$$C_e - C_r = J_m \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \tag{I.24}$$

- f : coefficient de frottement visqueux.
- J_m : moment d'inertie de la partie tournante.
- Cr : couple résistant.
- p : le nombre de paires de pôles.

I.2. Modélisation du convertisseur statique

La machine asynchrone est souvent alimentée par un convertisseur statique (onduleur de tension). comme le montre La **figure. I.3**.

Pour la modélisation de l'onduleur de tension

On suppose pour simplifier :

- La commutation des interrupteurs instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs négligeable.
- La charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

On note K_A, K_B, K_C les interrupteurs du haut, et K'_A, K'_B, K'_C les interrupteurs du bas. On suppose enfin que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires (voir **figure I.3**).

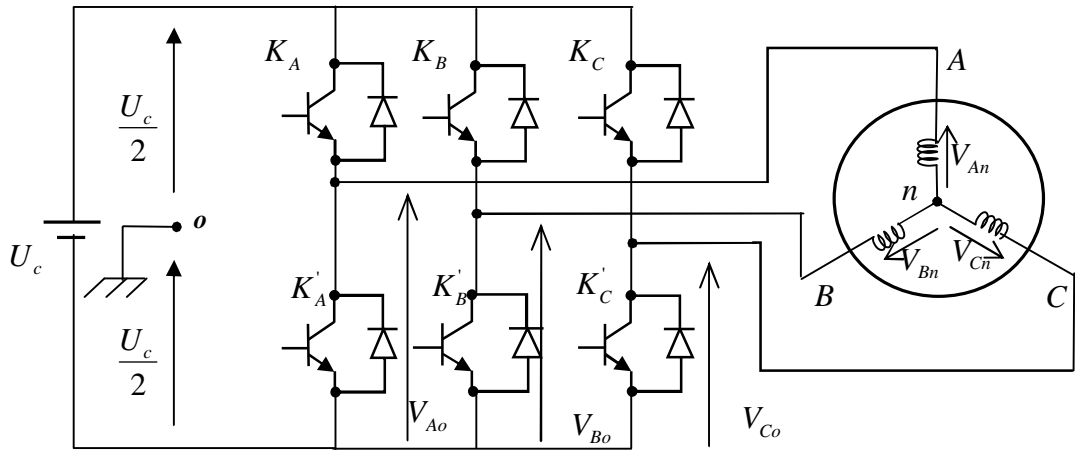


Fig.I.3 : Représentation de l'ensemble onduleur -MAS

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques C_i $\{i = A, B, C\}$.

- si $C_i = 1$, alors K_i est fermée et K'_i est ouvert,
- si $C_i = 0$, alors K_i est ouvert et K'_i est fermée.

Les tensions composées U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{Ao} - V_{Bo} \\ U_{BC} = V_{Bo} - V_{Co} \\ U_{CA} = V_{Co} - V_{Ao} \end{cases} \quad (I.25)$$

Où V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co} sont les tensions simples des phases.

Puisque Les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relation suivantes :

$$\begin{cases} V_{An} = 1/3[U_{AB} - U_{CA}] \\ V_{Bn} = 1/3[U_{BC} - U_{AB}] \\ V_{Cn} = 1/3[U_{CA} - U_{BC}] \end{cases} \quad (I.26)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o On aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} + V_{no} = V_{Ao} \\ V_{Bn} + V_{no} = V_{Bo} \\ V_{Cn} + V_{no} = V_{Co} \end{cases} \quad (I.27)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (I.28)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = C_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (I.29)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (C_A - 0.5)U_c \\ V_{Bo} = (C_B - 0.5)U_c \\ V_{Co} = (C_C - 0.5)U_c \end{cases} \quad (I.30)$$

En remplaçant (I.28) dans (I.27), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Bn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Cn} = \frac{-1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (I.31)$$

En remplaçant (I.30) dans (I.31), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.2.1. Stratégies de commande de l'onduleur

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles:

- MLI naturelle ou intersective.
- MLI avec contrôle d'amplitude.
- MLI vectorielle.

Dans ce qui suit, nous allons présenter le principe de la stratégie de contrôle en tension par MLI sinus-triangle.

I.2.2. Principe de la stratégie sinus-triangulaire

Cette stratégie permet la génération des impulsions de commande à partir de l'instant où on a l'intersection d'une onde de référence généralement sinusoïdale $V_{ref}(t)$ d'une fréquence f avec une onde triangulaire appelée porteuse $V_p(t)$ d'une fréquence f_p très élevée [Ima 05].

La **figure. I.4** illustre ce principe.

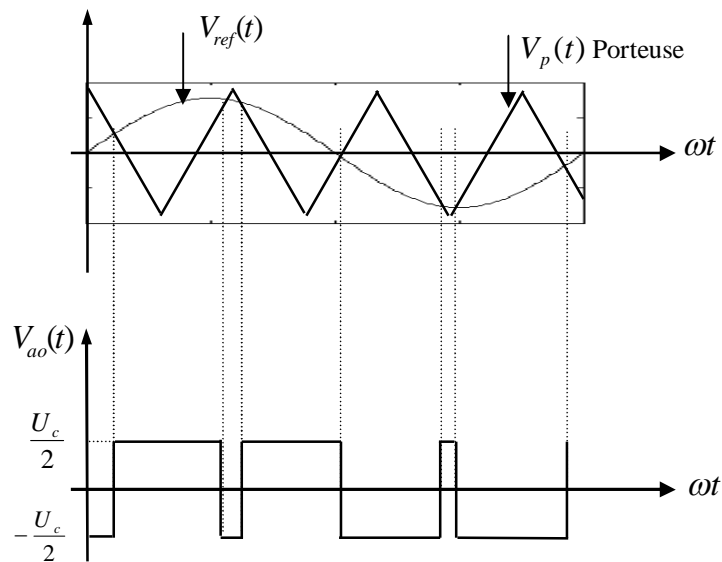


Fig.I.4 : Principe de MLI sinus-triangulaire

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- Le coefficient de modulation m : rapport entre la fréquence de porteuse f_p et celle du signal de référence.
- Le coefficient de réglage de la tension r : rapport de l'amplitude de référence avec celle de la porteuse.

I.3. Simulation de la (MAS) et Résultats

La simulation numérique des modèles mathématiques des machines électriques utilisés permet d'avoir une idée globale et correcte de leurs performances. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés dans *l'annexe* est tout d'abord alimentée directement par le réseau triphasé équilibré. Les résultats de simulations effectuées sous Matlab-Simulink, sont présentés dans ce qui suit.

La figure. I.5 montre les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la machine asynchrone suivi de l'application d'une charge de (25 Nm) à l'instant (0.3) sec.

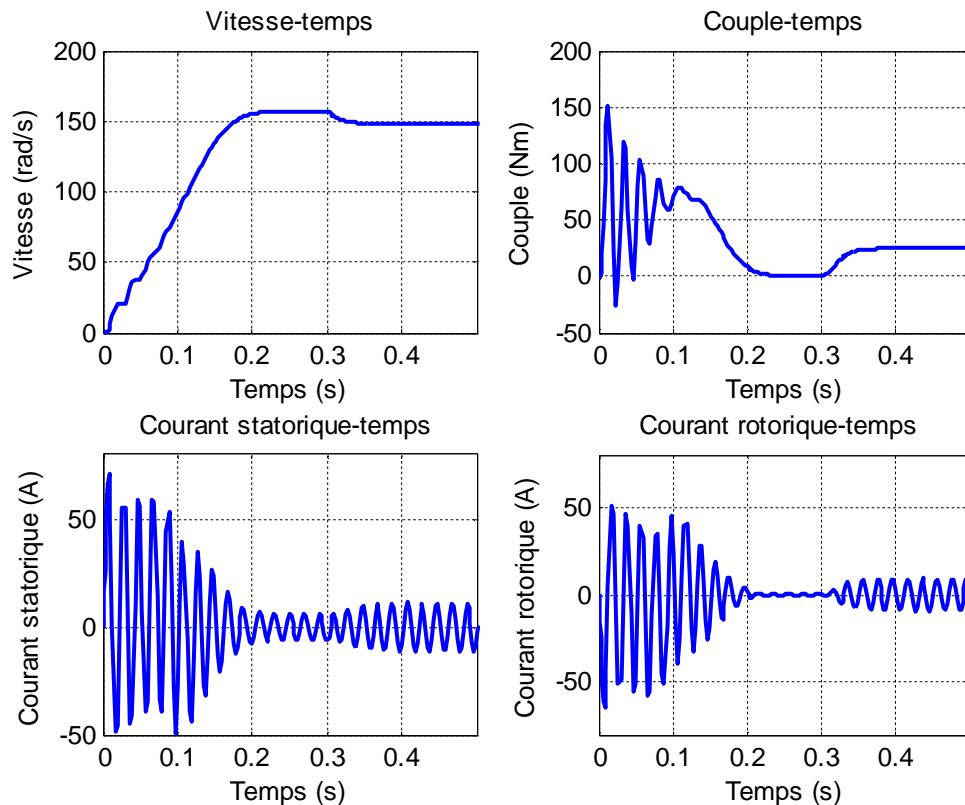


Fig.I.5 : Résultats de simulation de démarrage à vide et en charge de la machin asynchrone.

L'allure de vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Le régime établi est atteint au bout de (0.22s).

Le couple transitoire électromagnétique présente une composante pulsante très importante avec une amplitude de 4 fois plus grande que le couple calculé en régime permanent, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. Le courant de démarrage est excessif et est du à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la machine. Ces pulsations de courant disparaissent au bout de quelques alternances pour donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique la technique de commande vectorielle sera introduite dans ce qui suit.

I.4. Commande vectorielle

Plusieurs stratégies sont envisageables. On va décrire ici une commande vectorielle à flux rotorique orienté. Le but de la commande est d'assurer le découplage du couple électromagnétique du flux.

Cette stratégie de commande par orientation du flux permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressantes.

- Réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.
- grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent.

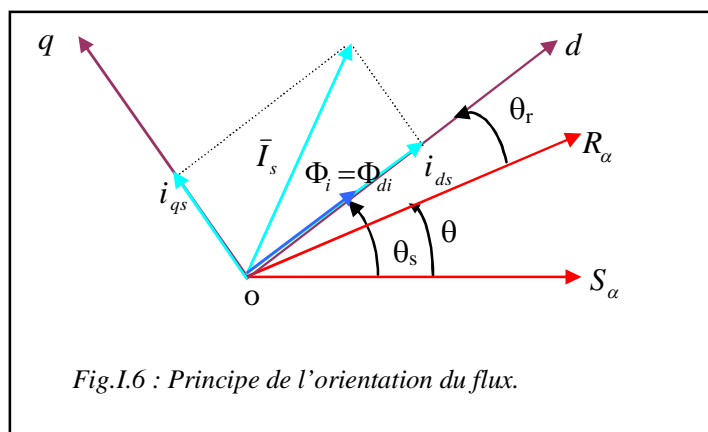
Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté : la première, directe repose sur une commande en boucle fermée, la seconde indirecte, caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte.

I.4.1. principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est basé sur le choix d'un repère de référence [Gab 80] [Gre 96], [Hau 95] lié au flux qu'on désire orienter.

Trois choix d'orientation du flux sont possibles [Ho 88]:

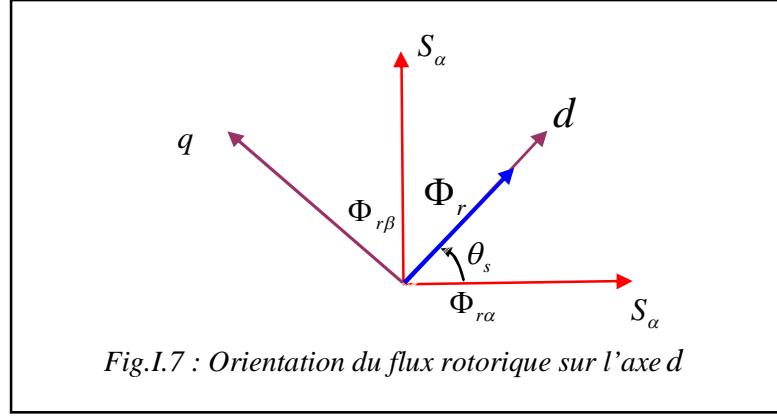
- Orientation du Flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$
- Orientation du Flux statorique : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$
- Orientation du Flux d'entrefer : $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$



On se place dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) comme est illustré sur la **figure.I. 7** alors on aboutit à :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Ce choix est expliqué par les avantages de son algorithme en terme de simplicité et de performance [Ho 88], [Nor 85]. Le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant [Can 00-1].



D'après système (I.17) les équations de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant seront données par :

Au stator

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

Au rotor

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M I_{ds} \quad (\text{I.35})$$

La Pulsation de glissement est donnée par :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (\text{I.36})$$

Le couple électromagnétique devient alors :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{I.37})$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais l'inconvénient réside dans la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes d-q.

I.4.2. Découplage statique

La complexité de la commande des machines asynchrones réside dans la non linéarité du modèle de la machine et le couplage existant entre le flux et le couple électromagnétique.

Après application de la transformation de Laplace au système (I.34) on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\Phi_r + \omega_s\sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (I.38)$$

On suppose que le flux Φ_r varie lentement par rapport au courant statorique.

Alors :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s\sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s\frac{M}{L_r}\Phi_r + \omega_s\sigma L_s I_{ds} \end{aligned} \quad (I.39)$$

On remarque des termes de couplage sur les deux composants V_{ds} et V_{qs} puisque V_{ds} par exemple agit simultanément sur I_{ds} et I_{qs} . Il faut alors définir ces termes et les compenser.

Soient les tensions de commande suivantes:

$$\begin{aligned} V_{ds}^* &= (R_s + s\sigma L_s)I_{ds} \\ V_{qs}^* &= (R_s + s\sigma L_s)I_{qs} \end{aligned} \quad (I.40)$$

La machine peut représentée par le schéma bloc suivant :

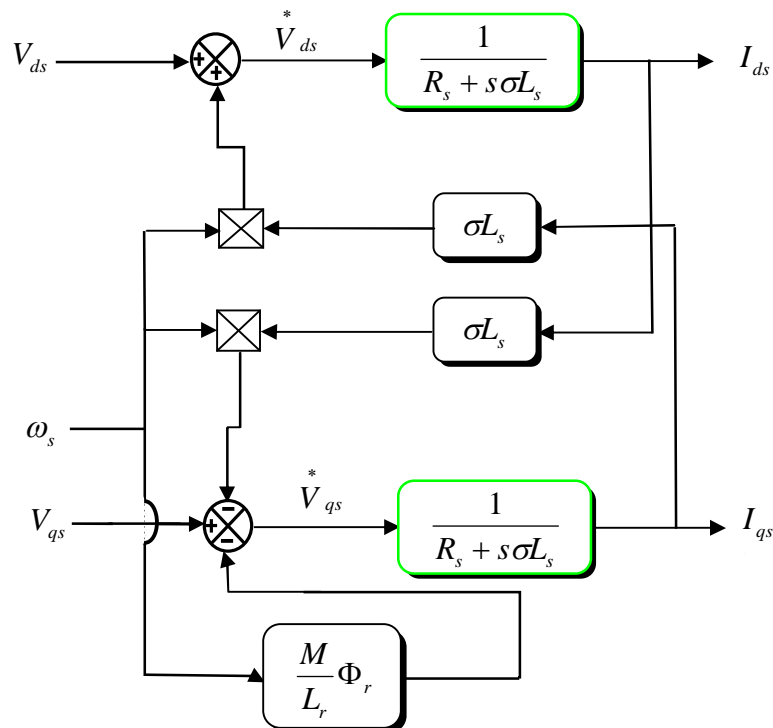


Fig.I.8 : Schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

Les termes de couplage à compenser seront donc définis comme suit :

$$e_{ds} = \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (I.41)$$

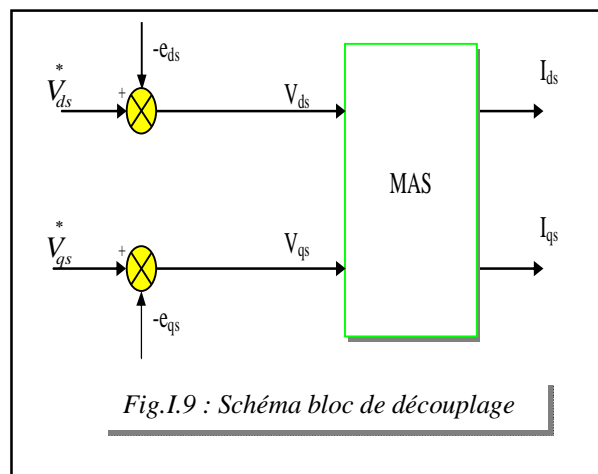
$$e_{qs} = -\left(\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds}\right) \quad (I.42)$$

Alors :

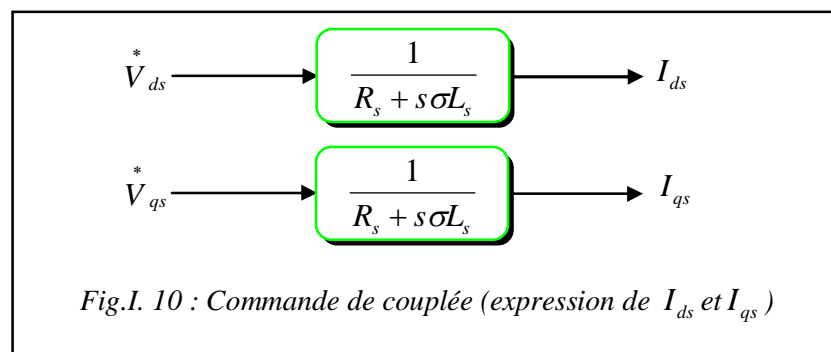
$$V_{ds} + e_{ds} = V_{ds}^* \quad (I.43)$$

$$V_{qs} + e_{qs} = V_{qs}^*$$

Le schéma bloc de la figure suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaire.



Après compensation on obtient le schéma bloc suivant :



I.4. 3. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

A partir des expressions du système (I.39) on peut réaliser la commande vectorielle, Dans le cas où la vitesse et le flux sont imposés en référence.

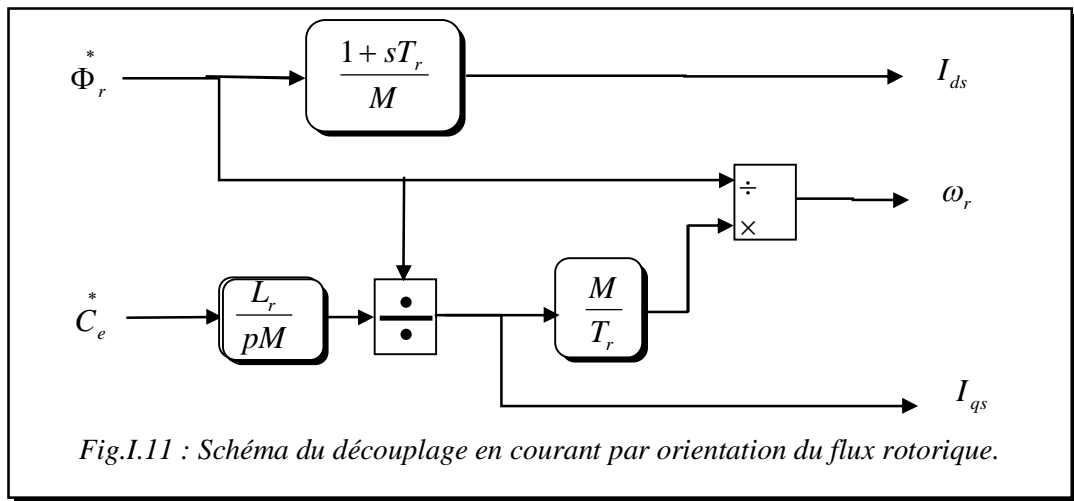
Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique. On n'a donc besoin ni de capteur ni d'estimateur ou d'observateur de flux.

Le passage du repère tournant vers le repère fixe nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique, cette dernière est obtenue à partir de la pulsation statorique ω_s .

En appliquant les conditions de l'orientation du flux rotorique sur le modèle courant de la machine, nous obtenons les équations permettant l'obtention des valeurs de référence en terme de courant I_{ds} et I_{qs}

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = MI_{ds} \\ \omega_r = \frac{1}{T_r} \frac{MI_{qs}}{\Phi_r} \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (I.44)$$

La structure de commande vectorielle est représentée par la figure suivant :



La pulsation du glissement est donné par :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs}^* \quad (I.45)$$

La vitesse de rotation du champ tournant est donnée par :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{M I_{qs}^*}{T_r \Phi_r} \quad (I.46)$$

L'angle θ_s est alors obtenu par intégration de ω_s

$$\theta_s = \int (p\Omega + \frac{M I_{qs}^*}{T_r \Phi_r}) dt \quad (I.47)$$

θ_s : La position du flux rotorique par rapport au stator.

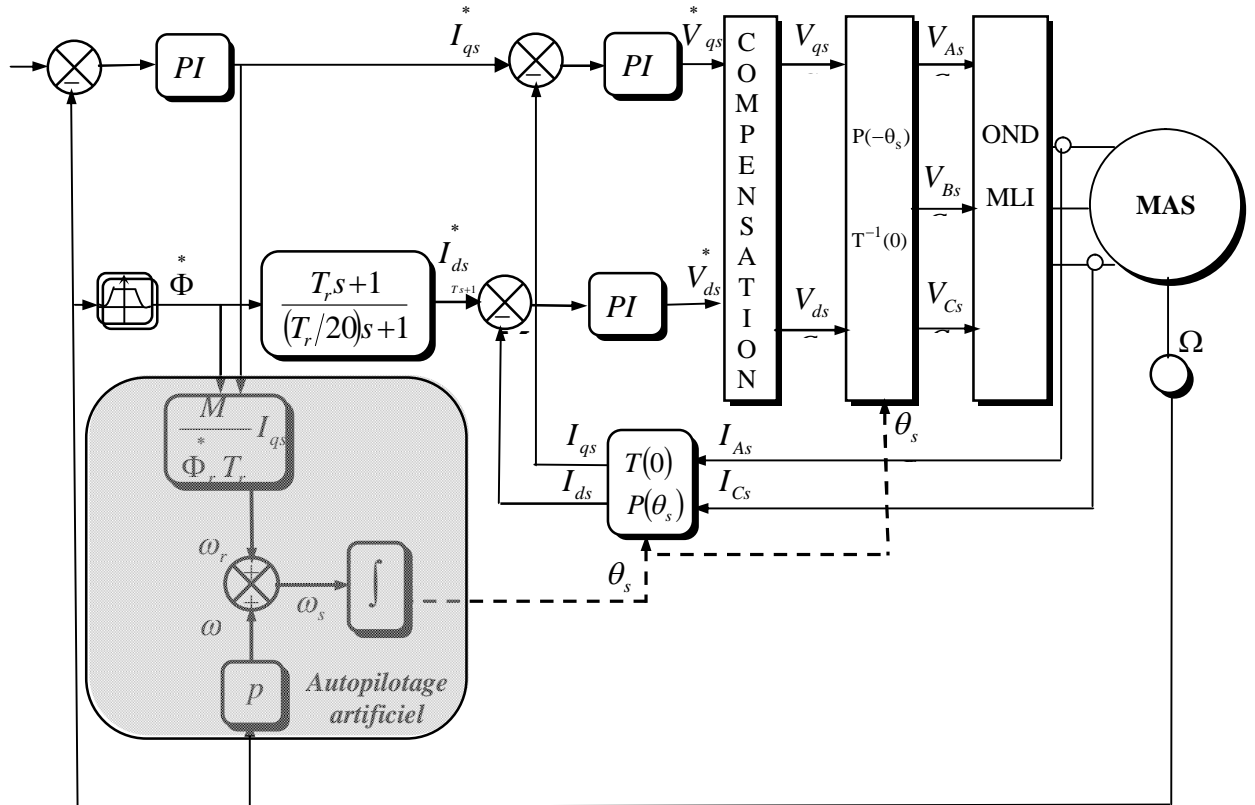


Fig. I.12 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone.

Le **figure.I.12** représente le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôle en tension.

Les différentes parties constituant ce schéma sont :

- La boucle de la régulation de vitesse.
- Les boucles des régulateurs des courants I_{ds} et I_{qs} .
- Le bloc d'autopilotage pour le calcul de θ_s .
- Les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le courant de référence I_{qs}^* . Le courant de référence I_{ds}^* est calculé à partir du flux à imposer. La régulation des courants donne les tensions de références V_{ds}^* et V_{qs}^* . Le filtre passe bas $\frac{1}{T_r/20s+1}$ permet de rendre les blocs physiquement réalisables (le degré de numérateur d'une fonction de transfert doit être inférieur ou égale à celui du dénominateur).

Le flux de référence $\dot{\Phi}$ est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage.

Le bloc de Défluxage a été utilisé pour tenir compte de la vitesse de rotation de la machine et optimiser la valeur du flux. Le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur nominale Φ_m , pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur. Par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de

limiter la tension au bornes du moteur. Le bloc de Défluxage est défini par la non linéarité suivante:

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \Phi_m & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Avec :

Φ_r^* : flux rotorique de référence.

Φ_m : flux rotorique nominal

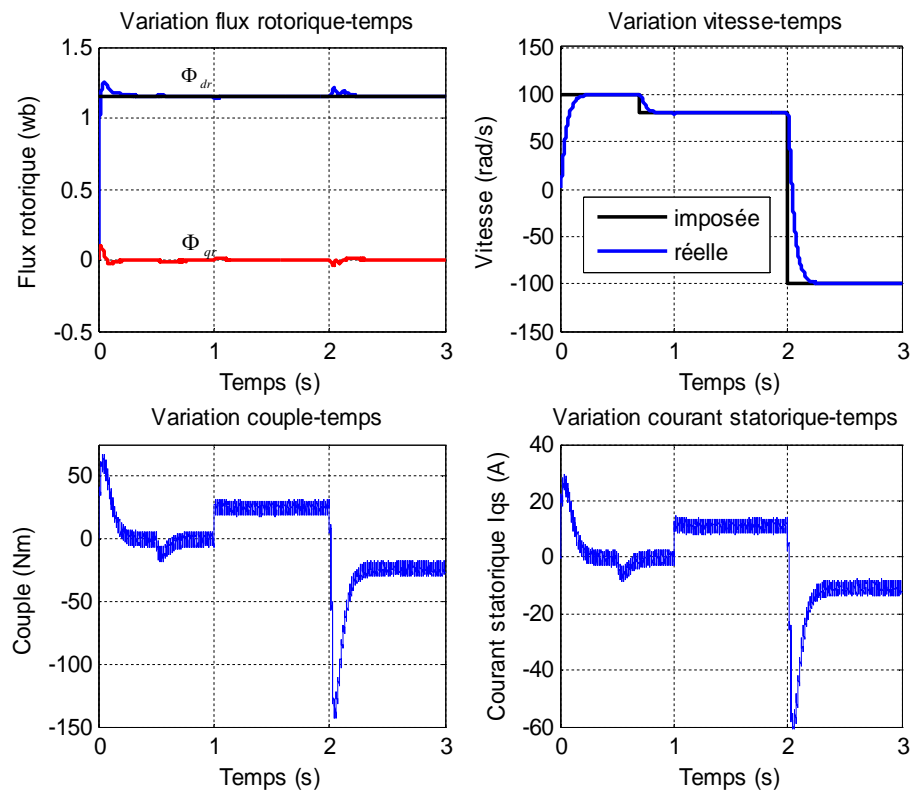
Ω_n : vitesse mécanique nominale

I.4.3.1. Résultats de simulation et interprétations

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la **figure (I.13)**.

- **Test en charge et avec inversion de vitesse**

Après 1s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 25Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, après (0.7) s la vitesse est réduite à 80rad/s .Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 2s à (-100 rad/s).



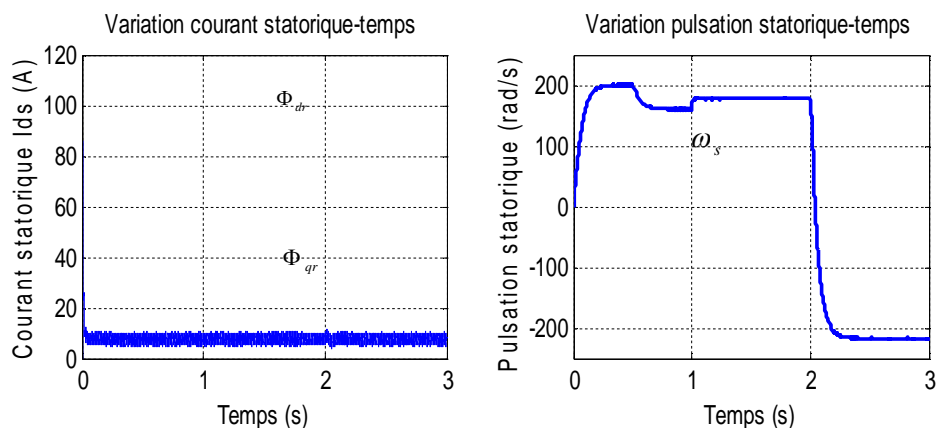


Fig. I.13 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte

Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action de régulateur.

La composante de courant I_{ds} image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation ce qui montre l'efficacité de découplage. La composante de courant I_{qs} est une image du couple. Le couple est ondulé autour de la valeur de (25Nm).

I.5. Evaluation de L'influence des variations paramétrique en régime dynamique

Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulations suivantes.

- **Résistance statorique (Rs)**

La **figure I.14** représente le profil de la variation brusque de la résistance statorique (Rs)

A noter qu'après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance statorique.

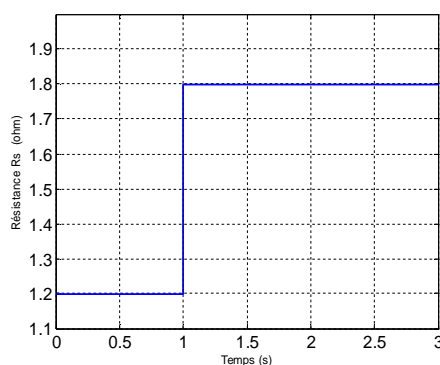


Fig. I.14 : Profil de référence du variation de la résistance (Rs).

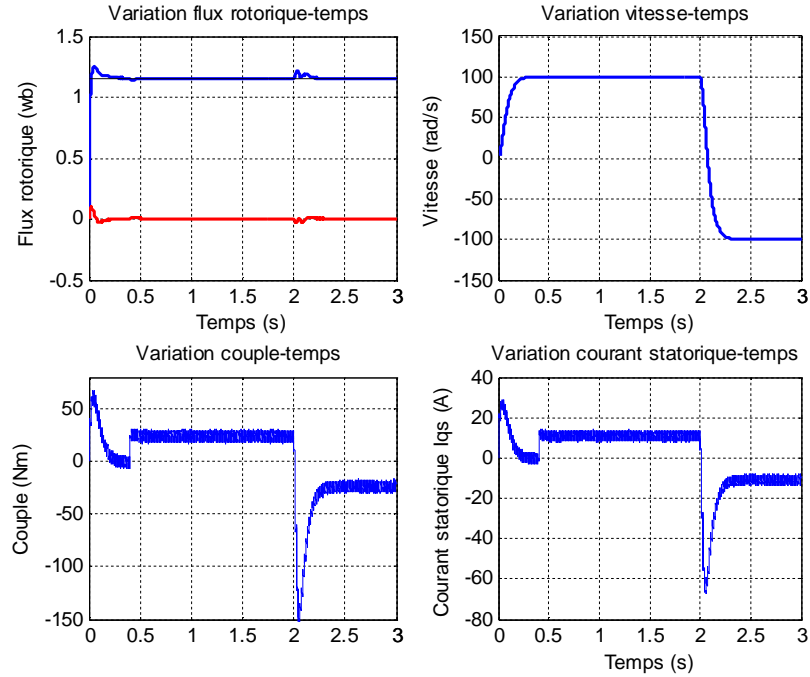


Fig. I.15. : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse
Pour $R_s = +50\%R_{sn}$

Sur la **figure I.15** est représenté en simulation les résultats avec variation de la résistance statorique. On peut constater que la résistance statorique a très peu d'influence sur le découplage et de temps de réponse.

- **Constante de temps du rotor**

La **figure I.16** représente le profil de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$.

On notera que après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% 'augmentation sur l'inverse de la constante de temps rotorique.

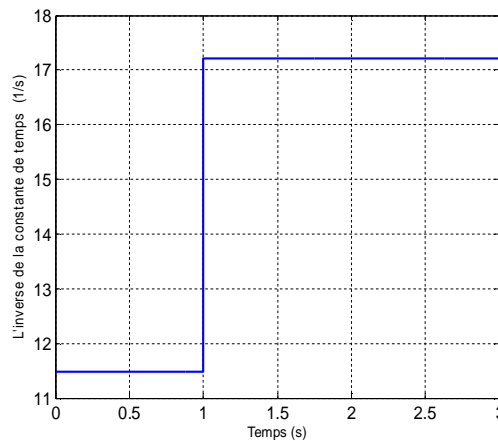


Fig. I.16 : Profil de référence du variation de la constante de temps rotorique ($1/T_r$).

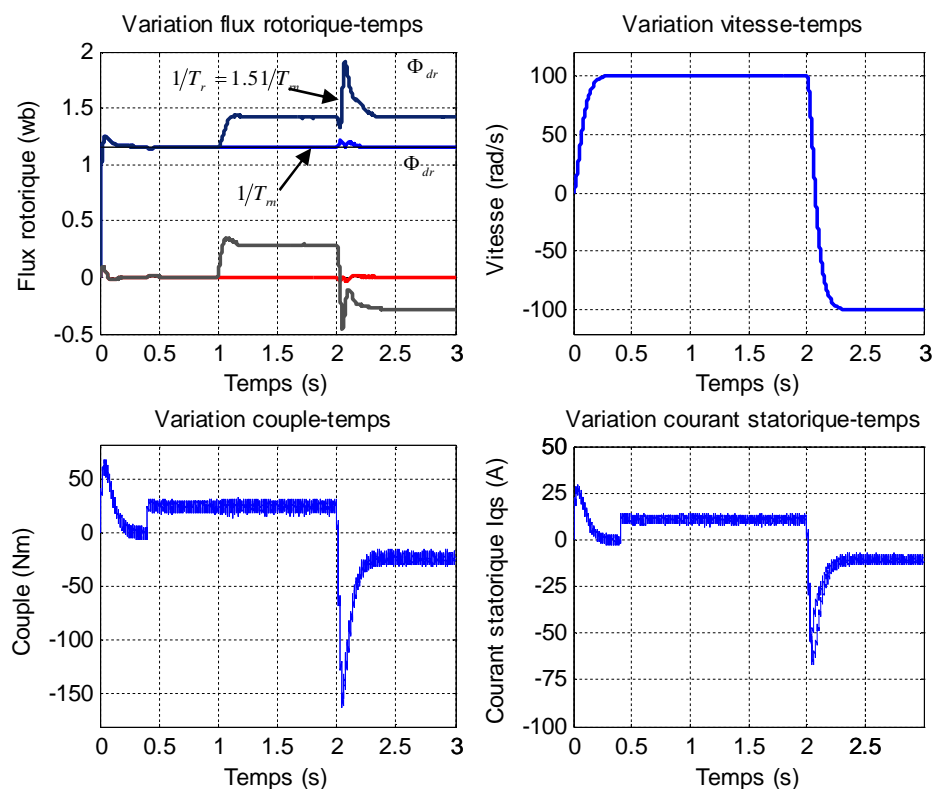


Fig. I.17. : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $1/T_r=50\%1/T_{r_m}$

D'après les résultats de simulation on remarque que La sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perte de découplage entre le flux et le couple). Un changement de la constante de temps rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

Le flux n'est plus maintenu constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence. Une adaptation de ce paramètre est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel (voir **figure I.17**).

Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la modélisation et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la (MAS).

Au premier lieu nous avons abordé le modèle de la machine généralisée triphasé puis le passage vers le modèle biphasé, la mise en œuvre informatique (simulation, de la machine en régime dynamique, les résultats et leurs interprétations).

En seconde lieu l'étude de la commande vectorielle (simulation, de la commande, les résultats et leurs interprétations), l'influence des variations paramétriques sur les performances des la commande.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. D'après les résultats de simulation, on peut constate que la commande vectorielle est très performante.

La commande vectorielle permet d'imposer a la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans les quelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique [Can 00].

Les résultats de simulation montrent la dégradation de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation .Cette variation provoque une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple, donc la commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques.

Cette dégradation explique l'intérêt de réévaluer en temps réel la constante de temps rotorique.

Chapitre II

Commande Vectorielle Indirecte Sans Capteur de vitesse

Introduction

Dans les variateurs de vitesse pour commande de moteur asynchrone où la commande vectorielle est utilisée la boucle de la vitesse est basée sur la mesure de la vitesse du rotor fournie par un capteur de vitesse.

Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et posent beaucoup de difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). Ils sont sensibles aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques [**Pen 02**].

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine.

En effet le contrôle sans capteur est défini comme étant, un système de commande où les paramètres mécaniques à savoir la vitesse et le couple ne sont pas directement mesurés mais estimés. L'information de vitesse peut être déduite du modèle de la machine asynchrone en utilisant le critère de *Lyapunov* [**Kub 93**], ou de *Popov* [**Taj 91**].

Cependant le contrôle sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec capteur mécanique.

Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants [**Jon 93**].
- Estimateurs basée sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3) [**Hur 96**].
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (*MRAS*) [**Vas 98**] [**Taj 91**] [**Sha 89**].

- Utilisation de l'observateur adaptatif [Yan 93] [Kub 93] [Kub 94] [Lee 98] [Kim 92] [Vas 98] et filtre de Kalman étendu [Kim 92] [Bru 91] [Tay 97] [Vas 98].
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels) [Vas 99].

Dans ce qui suit. Nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS puis la théorie générale de l'observateur de Luenberger est abordée ainsi que l'algorithme du filtre de Kalman standard .nous déduisons par la suite l'observateur de Luenberger adaptatif et l'algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué aux systèmes non linéaires. Ces méthodes seront exploitées pour implanter une commande vectorielle sans capteur de vitesse.

I.1. Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone est proposée par Schauder [Shc 89]. Elle est basée sur les sorties deux estimateurs. Le premier appelé modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle ajustable (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée.

La figure II.1 illustre la structure MRAS

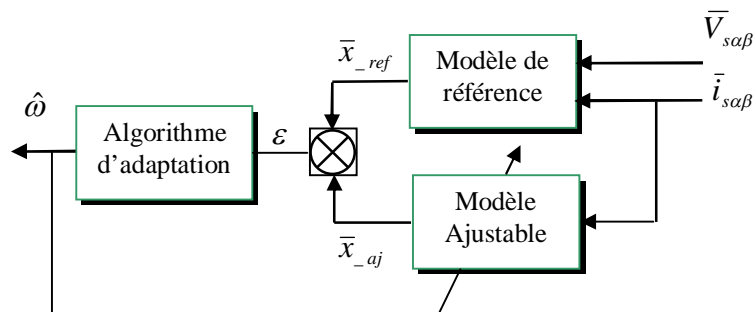


Fig.II.1 : Structure MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable x, tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive.

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes :

- erreur entre le flux rotorique estimé par le modèle en courant et celui en tension [Tam 87] [Shc 89].
- erreur résultante du produit croisé entre les forces contre électromotrices estimées [pen 93] cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle de tension.

- erreur résultante de produit croisée entre de courants statoriques et les flux rotoriques estimés par [Kub 92] [Kub 99].

II.1.1. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

La structure *MRAS* la plus courante se base sur les modèles tensions et courants de la machine asynchrone.

Soit $\hat{\Phi}_r$ la valeur estime de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée ω

Dans le référence du stator (α, β)

a- pour le stator

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{II.1})$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (\text{II.3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{I}_s \quad (\text{II.4})$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{II.5})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \right] dt \quad (\text{II.6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{II.7})$$

Le flux estimé :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{II.8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (\text{II.9})$$

Alors l'erreur dynamique est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{II.10})$$

Où :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{I}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J\omega \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \quad (\text{II.14})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{II.17})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation sur les mesures, on analyse la tendance de l'énergie de l'erreur d'observation par le théorème de *Lyapunov*.

Celui-ci certifie qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x = 0$ s'il existe une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant les conditions ci-dessus

[Gar 98] :

1. Définit positive.
2. La dérivée par rapport au temps définit négative.
3. $V(x) \rightarrow \infty$ Pour $\|x\| \rightarrow \infty$

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon' \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{II.18})$$

λ Constant positive.

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta \omega)^2 \quad (\text{II.19})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \Delta \omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{II.21})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \Delta \omega \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (II.21) doit être définie négative.

Or le premier terme de (II.21) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le deuxième terme de (II.21) doit être nul

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0$$

$$2\varepsilon^T W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{II.22})$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{II.23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{II.24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{II.25})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset) pour l'amélioration de la réponse d'estimation un filtre passe bas à été proposé par des nombreux auteurs [Hol 93] et [Ila 94].

Alors (II.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{II.26})$$

Avec : K_p et K_i des constantes positive.

Le **figure II.2** montre le schéma de principe de la structure MRAS pour l'adaptation de la vitesse.

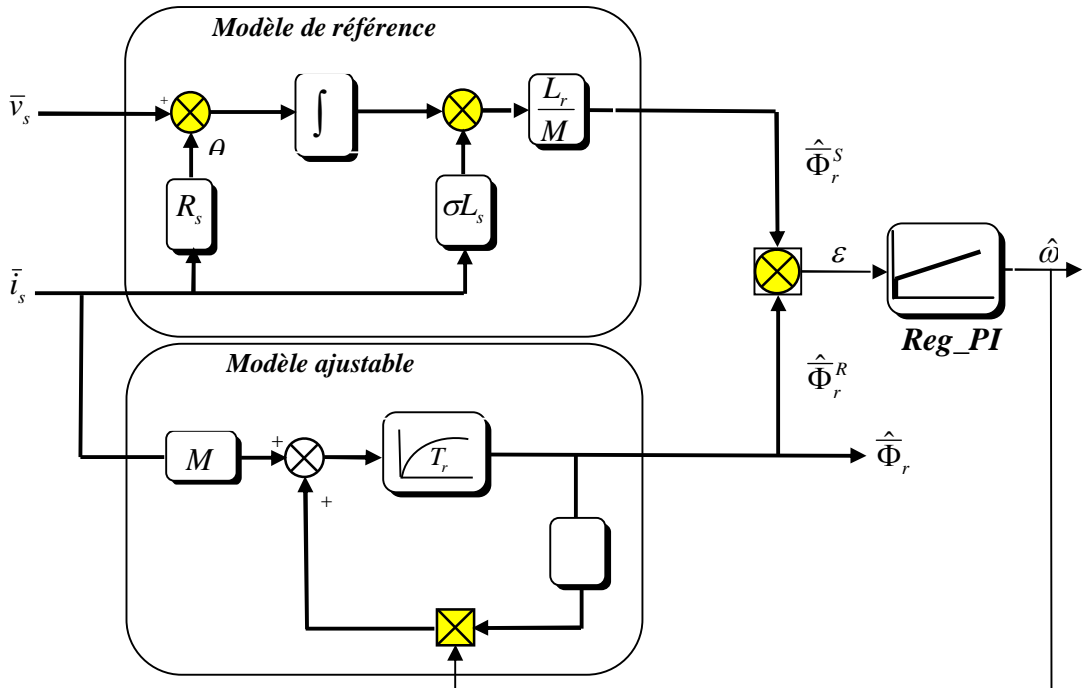


Fig.II.2 : Estimation de la vitesse par la méthode MRAS basée sur le flux rotorique

II.2. Observateur

Un observateur est un estimateur en boucle fermée disposant d'une dynamique indépendante du système.

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système.

Si le système à observer est déterministe on parle d'observateur (observateur de *Luenberger*) et lorsque le système est stochastique on parle de filtre (filtre de *Kalman*).

II.2.1. Observateur déterministe

L'observateur *Luenberger* constitue un estimateur décrit par l'équation caractéristique du système à observer et par une boucle de correction avec une matrice de gain K pour corriger l'erreur sur l'estimation.

La **figure (II.3)** illustre la structure d'un observateur de *Luenberger*.

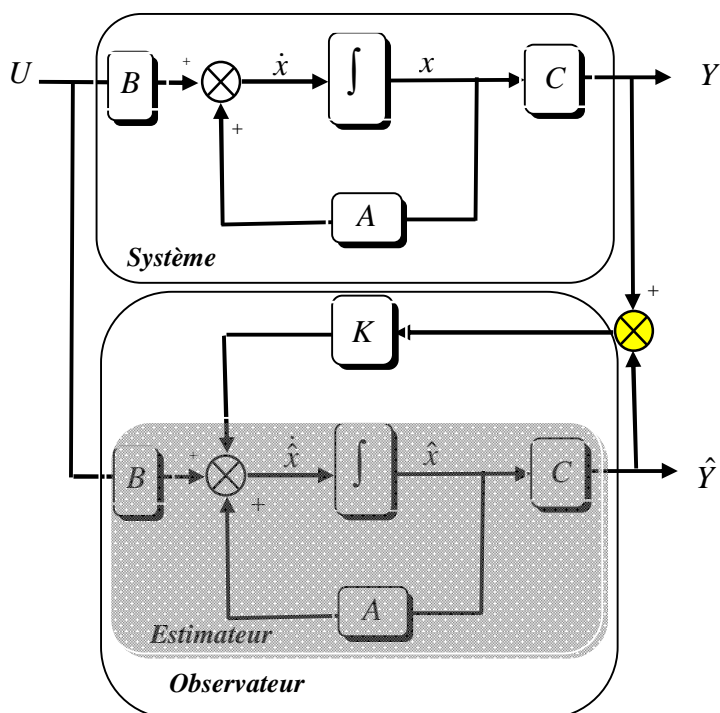


Fig.II.3 : Schéma de principe d'un observateur

L'équation de l'observateur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Tel que :

$$\varepsilon = Y - \hat{Y} \quad (\text{II.28})$$

II.2.2. Détermination de la matrice de gain K

En remplaçant l'équation (II.28) dans (II.27) on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$A_0 = A - KC$$

A_0 : détermine la dynamique de l'observateur, elle est en fonction de la matrice de gain K.

Le choix de repère (α, β) lié au stator permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité d'observateur [Pen 02].

Donc :

Le modèle de la machine peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega)X + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad V_s = U = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \end{bmatrix}^T \quad Y = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} & I_{\beta s} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.31})$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

De plus :

$$\begin{aligned} a_1 &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) & a_2 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & a_5 &= \frac{-1}{T_r} \\ a_3 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M} & a_4 &= \frac{M}{T_r} & & \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

La matrice $A(\omega)$ est une fonction de la vitesse. Elle est constituée de quatre sous matrices antisymétriques. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$, ce qui impose une certaine structure à la matrice K [Jeh 00] [Ben 98]. Elle peut s'écrire :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

K_1, K_2, K_3, K_4 [Jeh 00] [Ben 98] sont données par :

$$\begin{cases} K_1 = (k-1)(a_1 + a_5) \\ K_2 = (k-1)\Omega \\ K_3 = \left(\frac{1-k^2}{a_3}\right)\left(\frac{a_3}{T_r} - a_1\right) + \left(\frac{k-1}{a_3}\right)\left(\frac{1}{T_r} - a_1\right) \\ K_4 = -\left(\frac{k-1}{a_3}\right)\Omega \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Le choix de la valeur de k permet d'avoir une dynamique d'observations plus rapide que celle du système.

II.2.3. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Le rôle d'un observateur consiste à reconstruire la grandeur inaccessible ou non mesurable du système \hat{X} , à partir de la connaissance des entrées et des sorties mesurables.

Soit :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} & \hat{I}_{\beta s} & \hat{\Phi}_{\alpha r} & \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix}^T \text{ Le vecteur d'état estimé}$$

D'après l'équation (II.27) l'observateur est représenté sous forme d'état comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{I}}_{\beta s} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Alors il vient :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega)\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$$(I_s - \hat{I}_s) = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} & I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

II.2.4. Constitution de l'observateur adaptatif

Maintenant on suppose que la vitesse ω est un paramètre constant inconnu.

On cherche une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse [Jeh 00] [Kub 99].

L'équation de l'observateur s'écrit :

$$\dot{\hat{X}} = A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{II.39})$$

L'équation de modèle :

$$\dot{X} = AX + BU \quad \text{En plus} \quad \varepsilon = X - \hat{X} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{i_{\beta s}} & \varepsilon_{i_{\beta s}} & \varepsilon_{\Phi_{\alpha r}} & \varepsilon_{\Phi_{\beta r}} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.40})$$

La dynamique de l'équation d'état de l'erreur est :

$$\dot{\varepsilon} = \dot{\hat{X}} - \dot{X} \quad (\text{II.41})$$

Après calcul on aboutit à :

$$\dot{\varepsilon} = (A - KC)\varepsilon + (\Delta A)\hat{X} \quad (\text{II.42})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a_3\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a_3\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

Et : $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$

L'expression (II.42) possède un terme non linéaire $(\Delta A)\hat{X}$. La stabilité de la dynamique de l'erreur sera étudiée, en utilisant le théorème de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + (\Delta\omega)^2 / \lambda \quad (\text{II.44})$$

Alors :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{II.45})$$

Après calcul on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] \varepsilon - 2\varepsilon^T \Delta A \hat{X} + \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt} (\Delta\omega) \quad (\text{II.46})$$

Avec :

$$\varepsilon^T \Delta A \hat{X} = a_3 \Delta\omega \left(\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r} \right) - \Delta\omega \left(\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha} \right)$$

Le développement de $\left(\varepsilon_{\Phi_{r\alpha}} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\Phi_{r\beta}} \hat{\Phi}_{r\alpha} \right)$ égale à zéro

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (II.46) doit être définie négative.

Le choix de la matrice de gain K permet d'avoir $\varepsilon^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] \varepsilon \leq 0$

Alors le deuxième terme de (II.46) doit être nul.

$$2a_3 \Delta\omega \left(\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{\Phi}_{\alpha r} \right) - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt} (\Delta\omega) = 0 \quad (\text{II.47})$$

D'où

$$2a_3\Delta\omega(\varepsilon_{I_{\alpha s}}\hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}}\hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2}{\lambda}\Delta\omega\frac{d}{dt}(\Delta\omega) \quad (\text{II.48})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{I_{\alpha s}} \\ \varepsilon_{I_{\beta s}} \\ \varepsilon_{\Phi_{\alpha r}} \\ \varepsilon_{\Phi_{\beta r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix}$$

La loi d'adaptation de la vitesse est donnée par :

$$\frac{1}{\lambda}\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_{I_{\alpha s}}\hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}}\hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{II.49})$$

$$\hat{\omega} = K_{\omega} \int (\varepsilon_{I_{\alpha s}}\hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}}\hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{II.50})$$

Avec :

$$K_{\omega} = \lambda \frac{1-\sigma}{\sigma M}$$

Pour activer l'estimateur de la vitesse on remplace l'intégrale pur par un Régulateur PI comme suit :

$$\hat{\omega} = K_p(\varepsilon_{I_{\alpha s}}\hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}}\hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_{I_{\alpha s}}\hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I_{\beta s}}\hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{II.51})$$

Où K_p et K_i qui sont des constantes positives.

Le **figure II.4** montre le schéma de principe de l'observateur adaptatif.

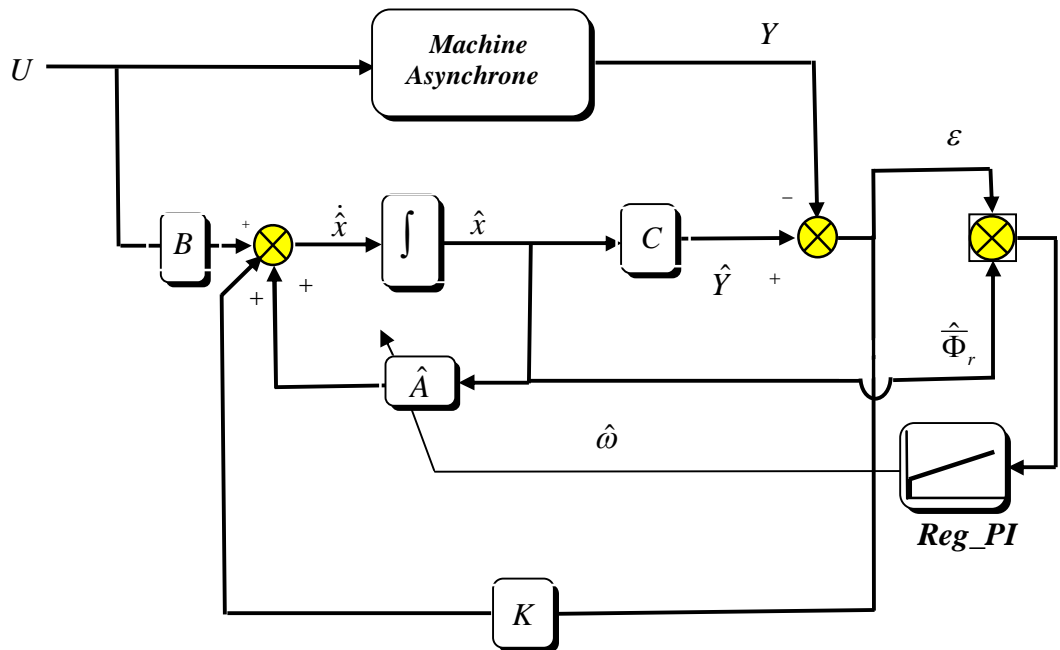


Fig.II.4 : Schéma de principe d'un observateur adaptatif

II.3. Schémas de simulation et Résultats

Afin de tester les performances statiques et dynamiques des techniques présentées précédemment d'estimation de vitesse, nous devons apporter quelques modifications au schéma décrit sur la **figure I.12** du premier chapitre.

Nous remplacerons la vitesse mesurée par la vitesse estimée.

La relation (I.47) devient alors :

$$\hat{\theta}_s = \int (p\hat{\Omega} + \frac{MI_{qs}^*}{T_r\Phi_r^*}) dt \tag{II.52}$$

Le **figure II.5** illustre donc le schéma de principe de la commande vectorielle sans capteur de vitesse.

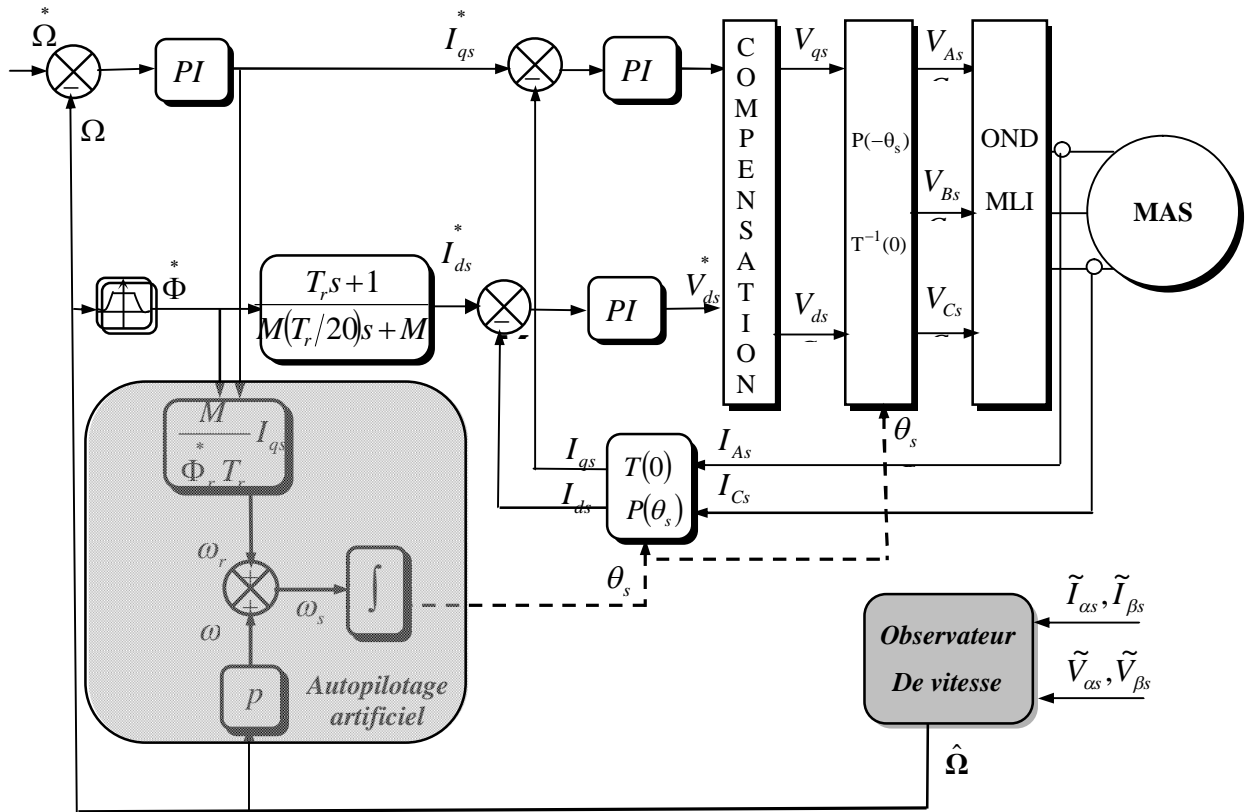


Fig. II.5. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse

Le **figure II.6** représente les profils de références de la vitesse et de couple. Après 1s du démarrage à vide du moteur à 100rad/s, une charge de 25Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation.

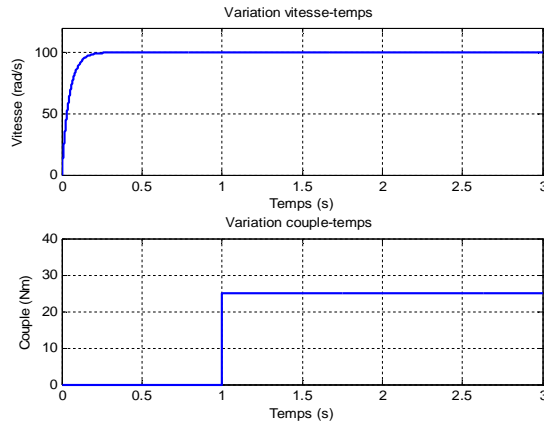


Fig.II.6 : profils de références vitesse -couple.

La **figure II.7** illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur *MRAS* (flux rotorique). D'après ces résultats on remarque que le flux et la vitesse estimés par *MRAS* suivent l'évolution du flux et de la vitesse réelle du moteur avec une erreur statique faible et non nulle.

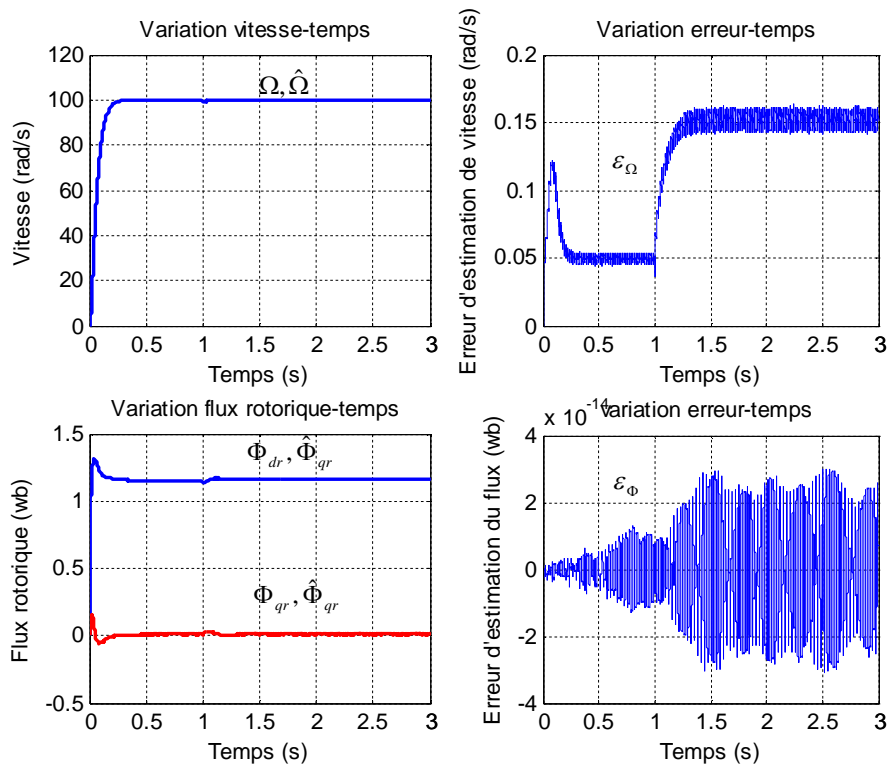


Fig.II.7 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur *MRAS*.

A partir des résultats de simulation de la **figure II.8** on constate que le flux et la vitesse estimés par l'observateur de *Luenberger* adaptatif suivent l'évolution du flux et de la vitesse réelle du moteur et les erreurs d'estimations tendent vers zéro. Donc, cet observateur présente de bonnes performances du point de vue précision.

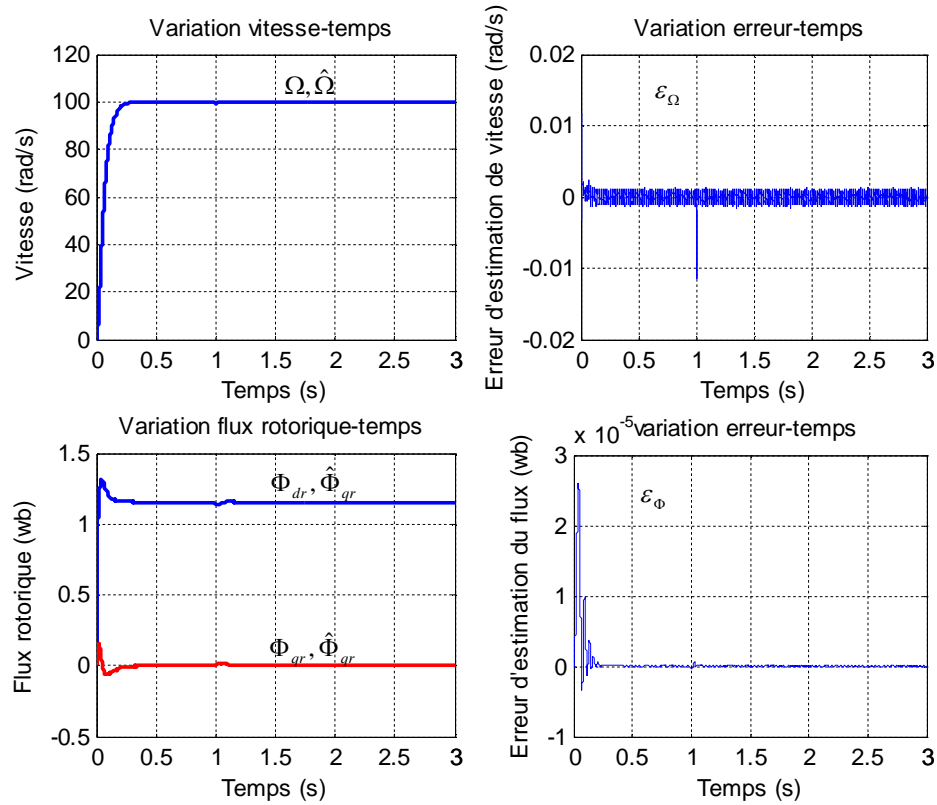


Fig.II.8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger adaptatif.

La **figure II.9** représente les profils de références de la vitesse et de couple.

Après 1s du démarrage a vide du moteur à (100 rad/s) une charge de 25 Nm est applique, afin de tester la robustesse aux basses vitesse, on réduit la vitesse de référence à (5rad/s).

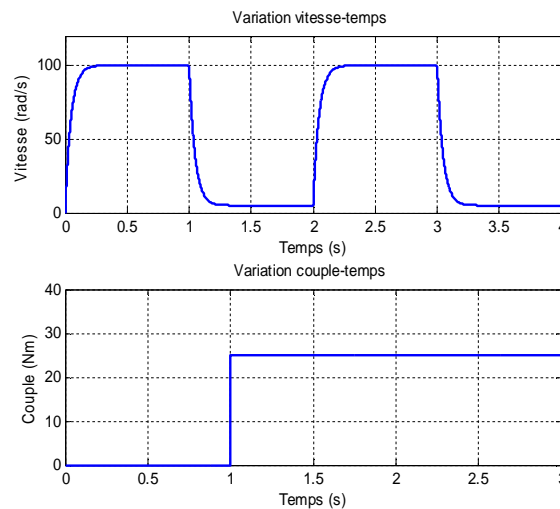


Fig.II.9 : profils de références vitesse -couple.

La **figure (II.10)** représente les résultats de simulation de la commande vectorielle où l'observateur par MRAS est utilisé pour l'estimation de la vitesse, test de robustesse aux basses vitesses.

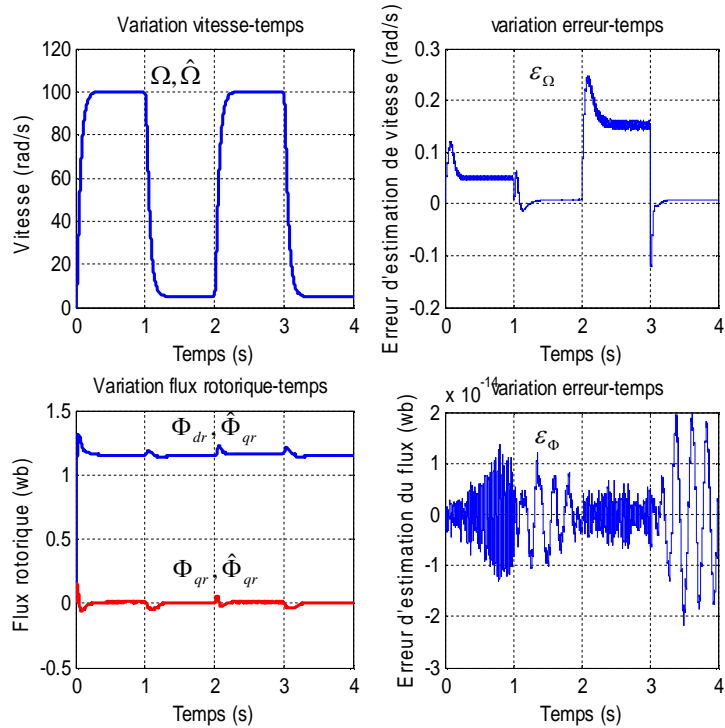


Fig.II.10 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS

La **figure II.11** représente les résultats de simulation de la commande vectorielle utilisant l'observateur de *Luenberger* adaptatif pour l'obtention de la vitesse, test de robustesse aux basses vitesses.

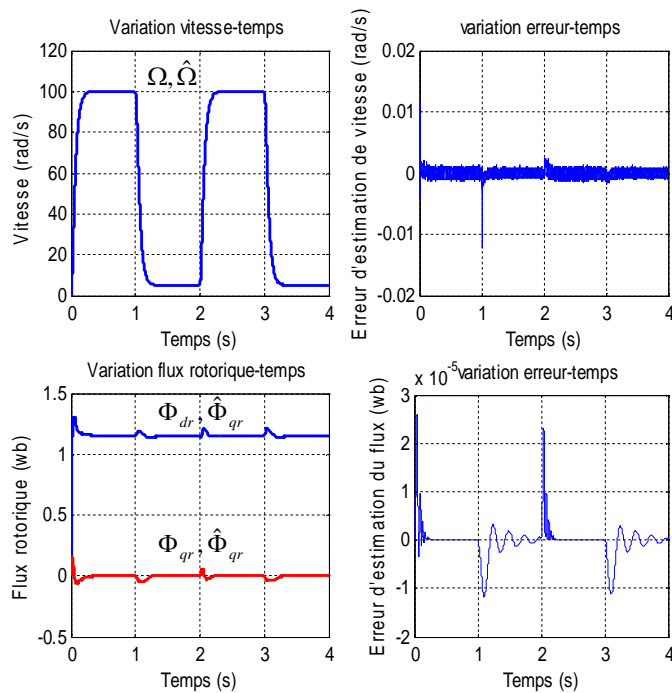


Fig.II.11 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger adaptatif.

A titre comparatif, Les résultats dans les deux cas montrent l'obtention des performances satisfaisantes selon les profils des références proposées.

Cependant l'efficacité, de tel observateur repose sur la connaissance exacte des paramètres et la bonne précision des mesures de sorties. Dans le pratique, les mesures sont fortement entachées de bruits. Dans ce cas, le filtre de *Kalman* s'impose.

II.4.Filtre de Kalman

Le filtre de *Kalman* est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état.

Dans le cas ou le système est perturbé par du bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisation l'algorithme du filtre de *Kalman* [Jeh 00].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [Bom 01], [Cha 04] [Sma 02] :

- sélection du modèle de la machine.
- discrétisation du modèle du système.
- détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

II.4.1.Modèle stochastique

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statique en vue de l'estimation des variables d'états de la machine asynchrone à été effectuée au paragraphe (I.1.7) du premier chapitre.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.19) sont donc échantillonnés à la période T [Can 00-2], [Pen 02].

On pose alors :

$$\begin{aligned} X_k &= X(kT) \\ U_k &= U(kT) \\ Y_k &= Y(kT) \end{aligned} \tag{II.53}$$

Avec :

$$X_k = \begin{bmatrix} I_{\alpha k} & I_{\beta k} & \Phi_{\alpha k} & \Phi_{\beta k} \end{bmatrix}^T \tag{II.54}$$

$$V_s = U_k = \begin{bmatrix} U_{\alpha k} & U_{\beta k} \end{bmatrix}^T \tag{II.55}$$

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit du modèle continu de l'équation (I.19) :

$$\begin{cases} X_{k+1} = AX_k + B_k U_k \\ Y_k = CX_k \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

$$\begin{aligned} A_k &= \exp[AT] \approx I + AT \\ B_k &\approx BT \\ C_k &= C \end{aligned} \quad (\text{II.57})$$

I : matrice identité d ordre 4

Il ont ressort les matrices suivantes :

Avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 + T \cdot \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & 0 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & T \cdot p\Omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 1 + T \cdot \left[\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right] & -T \cdot p\Omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ T \cdot \frac{M}{T_r} & 0 & 1 - T \cdot \frac{1}{T_r} & -T \cdot p\Omega \\ 0 & T \cdot \frac{M}{T_r} & T \cdot p\Omega & 1 - T \cdot \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

$$B_k = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

On introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation W_k (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure V_k le système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = CX_k + V_k \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Avec :

$W_k = W(kT)$: bruits d'entrées (ou d'état)

$V_k = V(kT)$: bruits de sortie

W_k et V_k caractérisées par :

On supposera que leurs valeurs moyennes sont nulles

$$\begin{aligned} E\{W_k\} &= 0 \\ E\{V_k\} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.61})$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$\begin{aligned} E\{W_k W_j^T\} &= Q \cdot \delta_{kj} \\ E\{V_k V_j^T\} &= R \cdot \delta_{kj} \end{aligned} \quad \text{Où } k, j \in N \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.} \quad (\text{II.62})$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

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

Où Q, R, P_0 sont des matrices symétriques définies positives

II.4.2. Filtre de Kalman standard

L'algorithme de filtre de *Kalman*, peut être présenté en deux étapes à savoir :

a) Prédiction

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^T + Q \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

b) Correction

$$\begin{aligned} K_{k+1} &= \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \\ \hat{P}_{k+1/k+1} &= (I - K_{k+1} C) \hat{P}_{k+1/k} \\ \hat{X}_{k+1/k+1} &= A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \end{aligned} \quad (\text{II.65})$$

La **figure II.12** représente le schéma général du filtre de *kalman* standard discret:

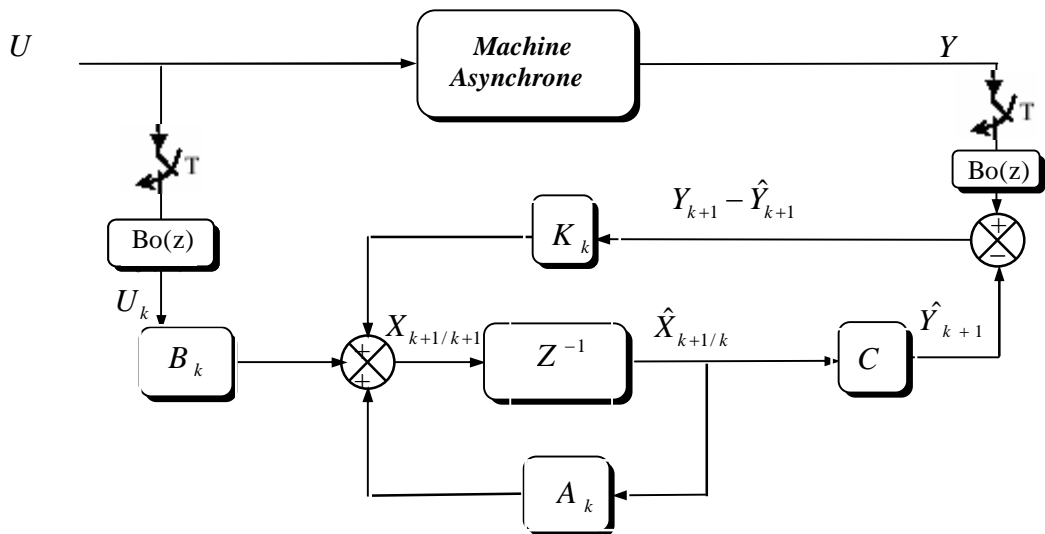


Fig.II.12. Schéma général du filtre de Kalman discret

II.4.3. Détermination des covariance de bruit et mesure Q R

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance Q et R du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [Du 94].

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modifiera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante.

II.4.4 Résultats de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de filtre de *Kalman* standard, le moteur et alimenté directement par le réseau triphasé standard sous une charge nominale.

La **figure II.13** montre les courants statoriques estimés $\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ et les flux rotoriques estimés $\hat{\Phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\Phi}_{\beta r}$. Le module du courant statorique et l'erreur sur son estimation et le module du flux et l'erreur sur son estimation sont représentés sur la **figure II.14**.

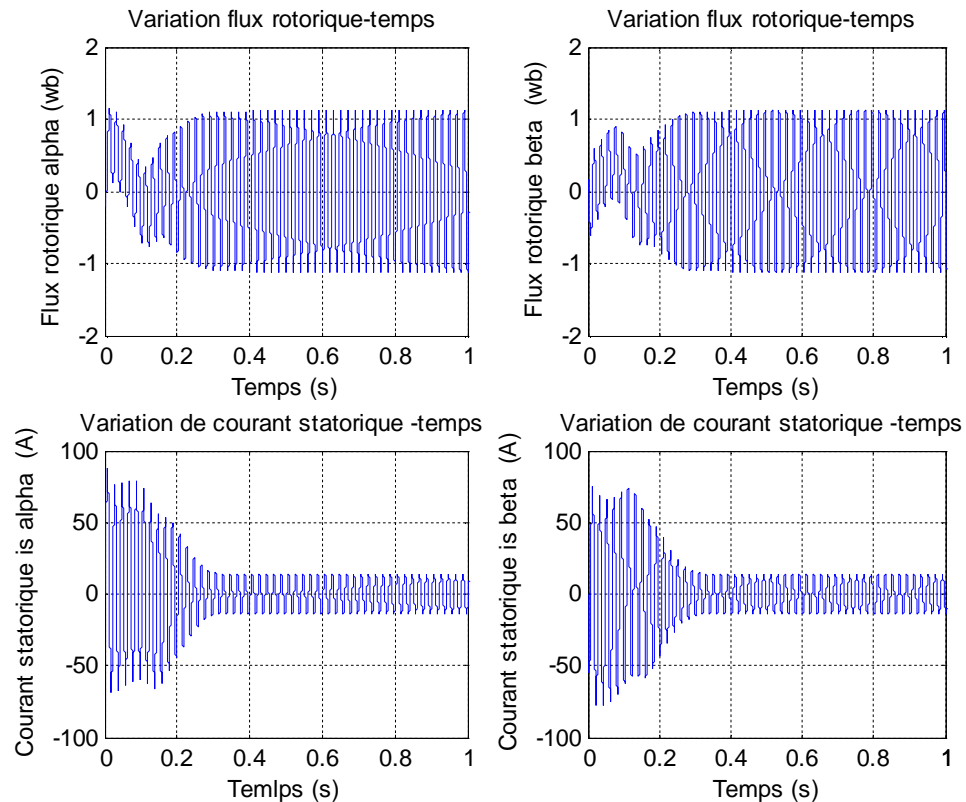


Fig. III.13. Estimation du courant statorique et de flux rotorique

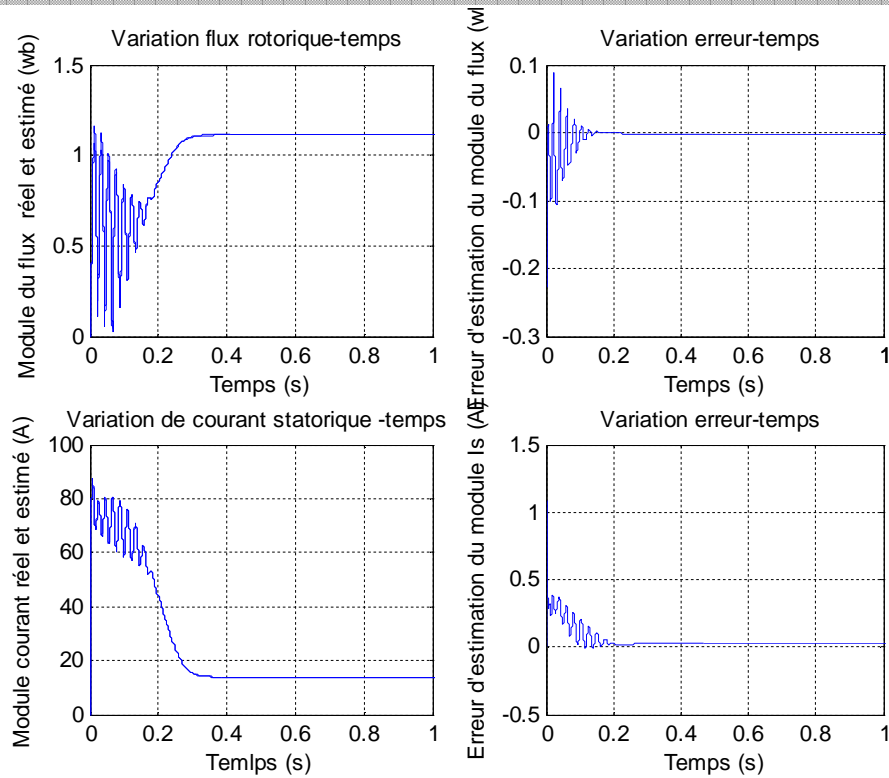


Fig. III.14. Estimation du module du courant statorique et module du flux rotorique

On peut remarquer respectivement la superposition des allures des courants statoriques estimés et réels et des flux estimés et réels, avec d’erreurs d’estimation très faibles.

II.4.5. Filtre de Kalman étendu

Le filtre de *Kalman* étendu réalise une estimation de l’état d’un processus non linéaire.

Il permet notamment d’ajouter au vecteur d’état une autre variable que l’on désire estimer , il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [Sed 98], [Gre 00].

La **figure II.15** représente la structure globale de filtre de *Kalman* étendu.

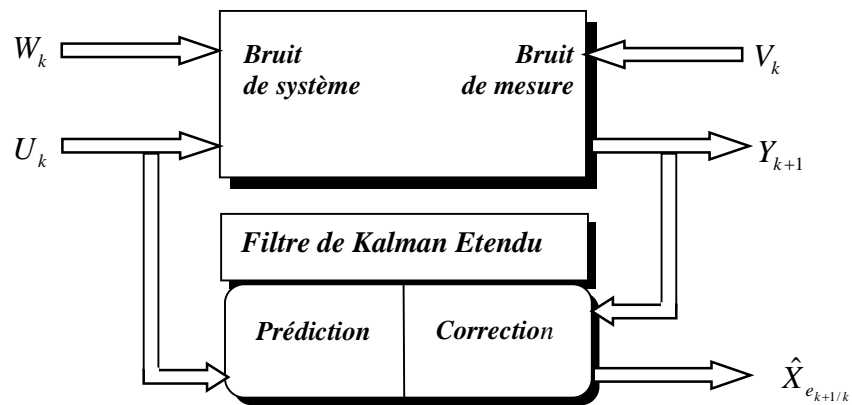


Fig.II.15 : La Structure globale du FKE

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = f(X_{e_k}, U_k) + W_{ek} \\ Y_k = h(X_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad (\text{II.66})$$

Avec :

$$X_{e_k} = [X_k \quad \theta_k] \quad (\text{II.67})$$

Ou :

X_k : le vecteur des états à estimer.

θ_k : le vecteur des paramètres à estimer.

Sachant que :

$$\begin{aligned} E\{W_{Xk} W_{Xi}^T\} &= Q_X \\ E\{W_{\theta k} W_{\theta i}^T\} &= Q_\theta \end{aligned} \quad (\text{II.68})$$

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 :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_X & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du filtre de *kalman* étendu [Sma 02], [Mor 05] :

1. Phase de prédiction

Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k}} = f(X_{e_{k/k}}, U_k) \quad (\text{II.70})$$

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q \quad (\text{II.71})$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_k}, U_k)}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (\text{II.72})$$

2. Phase de correction

Calcul du gain de *kalman*

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^T [H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^T + R]^{-1} \quad (\text{II.73})$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} \quad (\text{II.74})$$

Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1/k}} + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1/k}}) \quad (\text{II.75})$$

Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{II.76})$$

II.4.5.1. Application à l'estimation de la vitesse de rotation

Pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par filtre de *Kalman* étendu, nous utiliserons le modèle obtenu au chapitre I.

On considère que la dynamique de la vitesse est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques (courants et flux):

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit :

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) x_1 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} x_3 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) x_2 - \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_5 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{1}{T_r} x_3 - x_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 + x_3 x_5 - \frac{1}{T_r} x_4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.77})$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$U = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \quad (\text{II.78})$$

$$X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T = [i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \Phi_{\alpha r} \quad \Phi_{\beta r} \quad \Omega]^T$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (II.72) et (II.74) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1-T \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) & 0 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 \\ 0 & 1-T \cdot \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \right) & -T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} & -T \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 \\ T \cdot \frac{M}{T_r} & 0 & 1-T \cdot \frac{1}{T_r} & -T \cdot x_5 & -T \cdot x_4 \\ 0 & T \cdot \frac{M}{T_r} & T \cdot x_5 & 1-T \cdot \frac{1}{T_r} & T \cdot x_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.80})$$

II.4.5.2. Schéma de simulation globale

Le FKE présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implémenté comme une *s-function* [Shi 02] et inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS illustré par la **figure.II.16**.

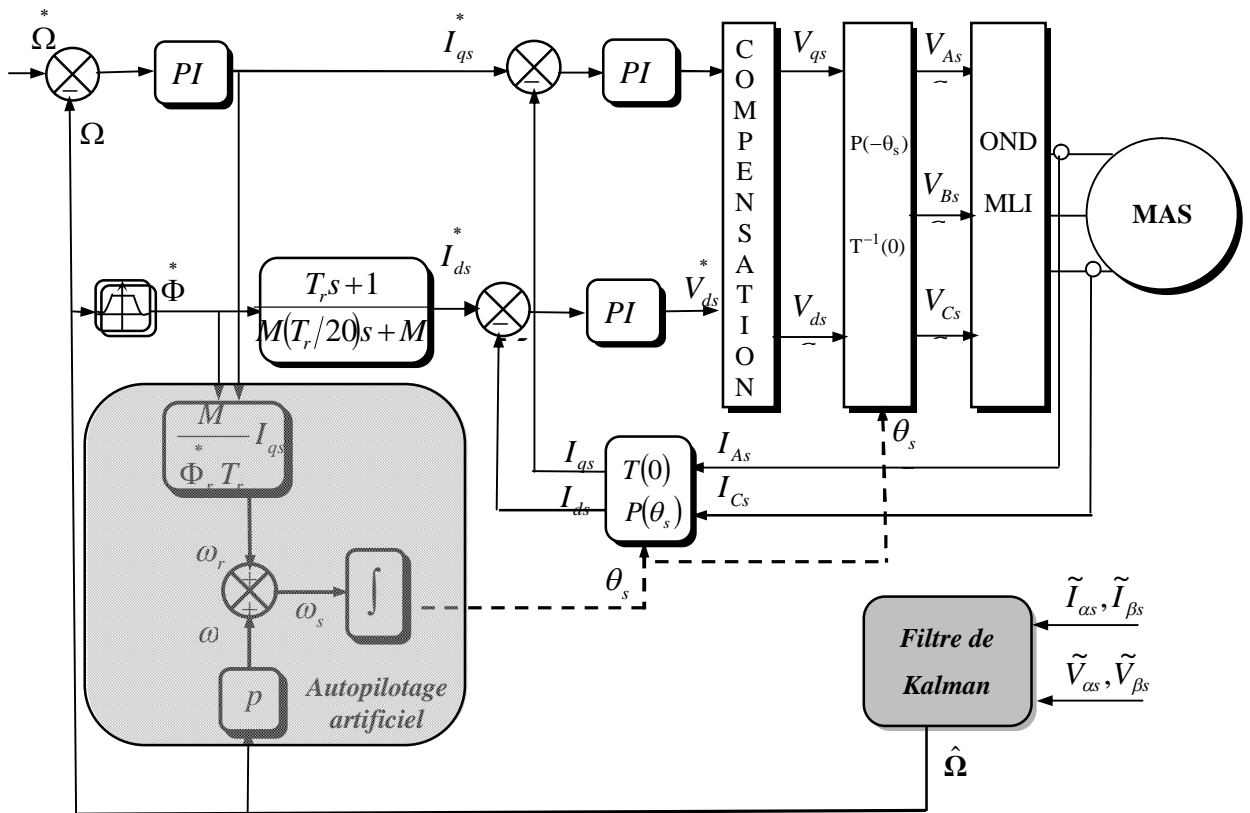


Fig. II.16. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse utilisant le filtre de Kalman.

II.4.5.3. Résultats de simulation et interprétations

Afin de tester le comportement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse munie d'un filtre de *Kalman*, on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec les mêmes profils de vitesse et de couple.

La **figure II.17** montre les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de *Kalman* étendu. Nous remarquons que le flux et la vitesse estimés par le filtre de *Kalman* suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle du moteur avec une erreur statique pratiquement nulle.

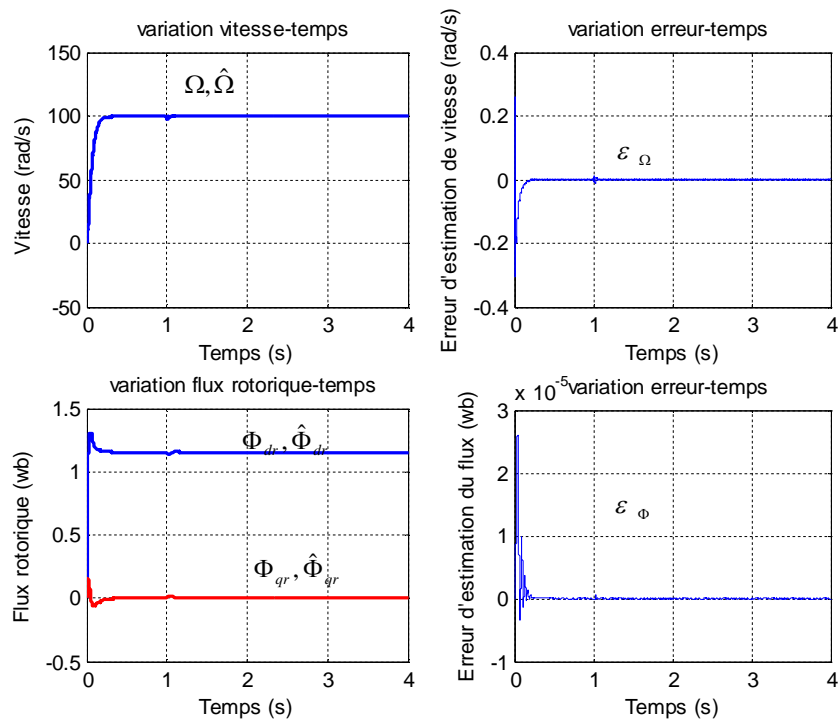


Fig.II.17 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu

La **figure II.18** représente les résultats de simulation de la commande vectorielle la vitesse estimée par un filtre de *Kalman* étendu, et du test de robustesse aux basses vitesses. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même, pour les basses vitesses.

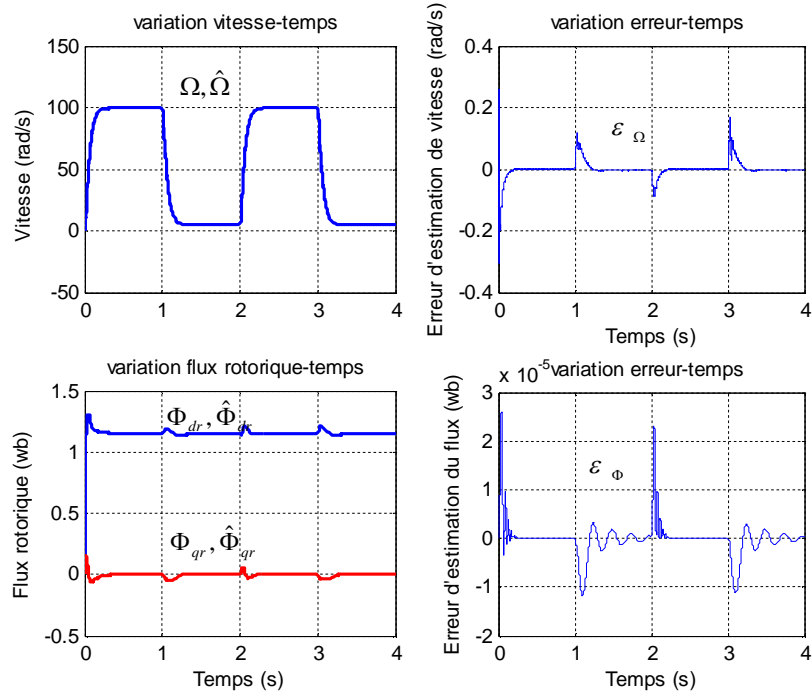


Fig.II.18 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de kalman étendu

II.4.5.4. Estimation de la vitesse avec injection du bruit de mesure

Afin de tester la robustesse de filtre de *Kalman* aux bruits de mesures, nous injectons pour cela un bruit blanc et Gaussien de moyenne nulle dans les courants statoriques. La **figure II.19** montre le bruit de mesure injecté au courant et les vitesses estimée et réelles. Les résultats de simulation sont satisfaisants. En effet le bruit est rejeté et la vitesse n'est pas trop affectée par le bruit injecté.

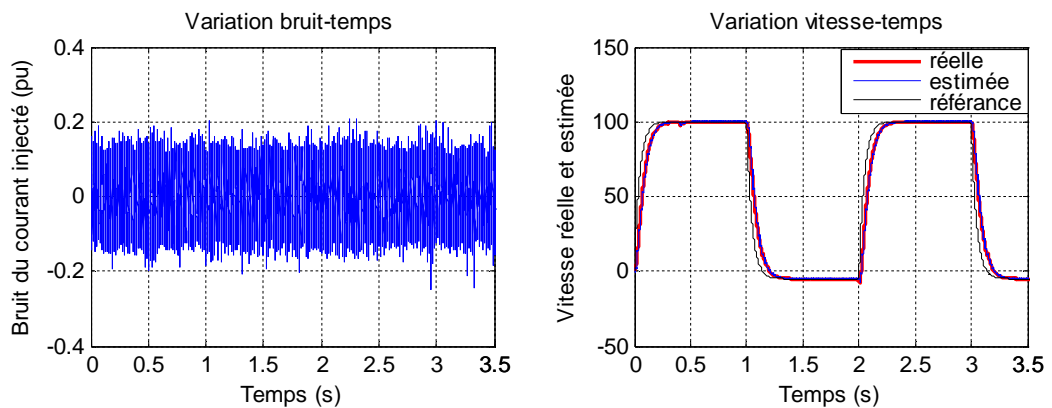


Fig. II.19. Performances du filtre en présence du bruit sur les courants I_s

II.5. Tests de robustesse pour une variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques résistives sur les performances de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, on procède à différents tests des variations des paramètres de type résistifs dont les profils sont présentés dans la **figure II.20**.

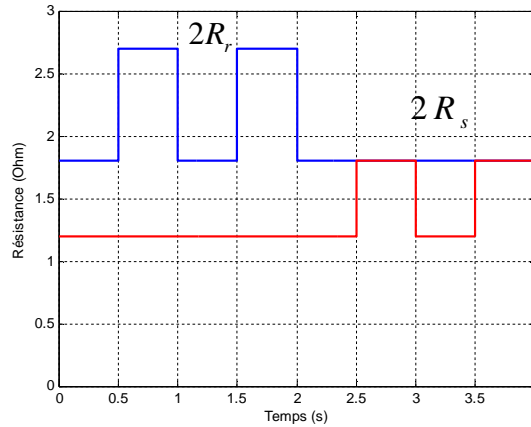


Fig.II.20 : profils de références Résistances rotorique et statorique.

Les **figures II.21, II.22 et II.23** présentent respectivement les courbes d'estimation de la vitesse et du flux rotorique lors des variations des résistances rotorique et statorique à 100rad/s et à basse vitesse en utilisant la méthode *MRAS* basée sur l'estimation du flux rotorique, observateur de *Luenberger* et le filtre de *Kalman* étendu. Dans ces figures, on remarque une bonne robustesse à la vitesse de 100rad/s. Certaines fluctuations aux niveaux de la vitesse et dégradation du phénomène de découplage apparaissent à basse vitesse et lors de la variation de la résistance statorique.

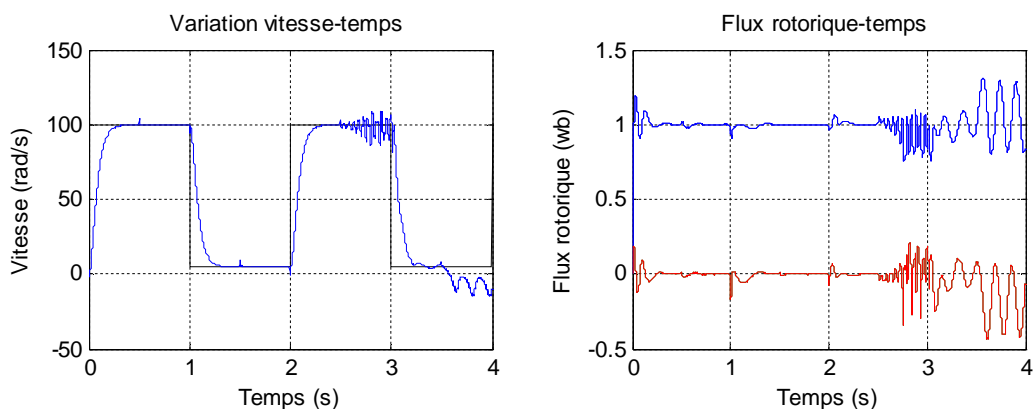


Fig.II.21 : Estimation de vitesse et du flux par la méthode MRAS

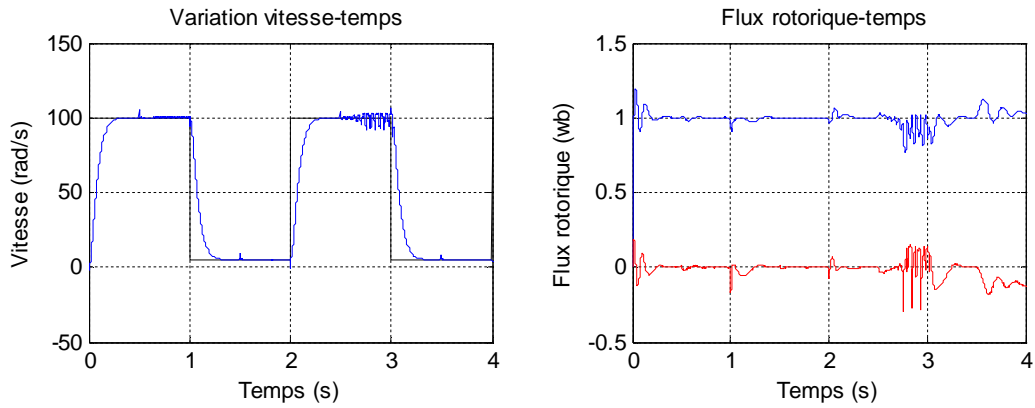


Fig.II.22 : Estimation de vitesse et du flux par la méthode observateur adaptatif

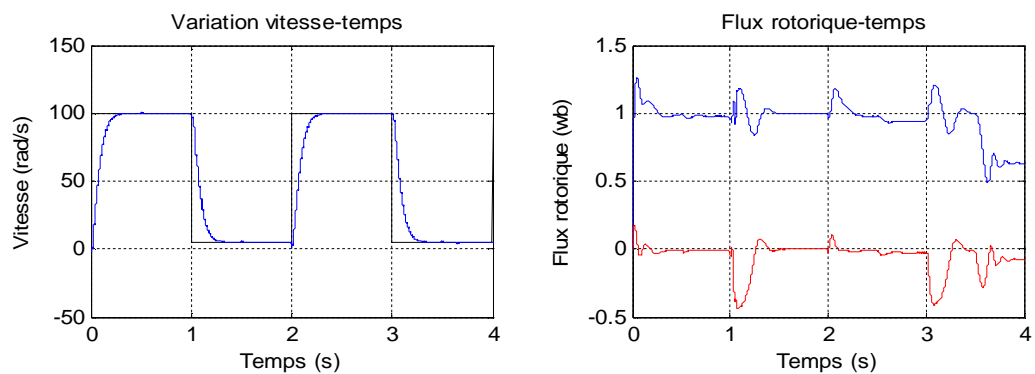


Fig.II.23 : Estimation de vitesse et du flux par filtre de Kalman étendu

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la méthode d'estimation de la vitesse par *MRAS*. En suite, les principes des observateurs d'états ont été traités, d'abord avec l'observateur de *Luenberger* (déterministe). Le filtre de *Kalman* est utilisé pour tenir en compte des bruits de mesure des variables de sorties et des bruits d'état.

Ces techniques sont exploitées dans une commande vectorielle sans capteur de vitesse.

Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Concernant le fonctionnement à bases vitesses, on remarque que l'ensemble des techniques d'estimation présentées reste robuste et stable et permet d'estimer même à très basses vitesses. Cependant, lors des variations paramétriques le comportement des techniques d'estimations présentées est très influencé lors de la variation de la résistance statorique.

Le filtre de *Kalman* étendu, moins sensible aux variations des paramètres, convient bien à l'estimation de la vitesse du moteur à induction (le bruit de mesure et les erreurs de modélisation sont prise en considération).

Chapitre III Estimation en Temps Réel des Paramètres de la Machine à Induction

Introduction

La commande vectorielle indirecte à flux orienté offre une structure minimale pour atteindre un découplage effective entre le flux et le couple du moteur asynchrone. Cependant, elle est caractérisée par sa sensibilité aux variations paramétrique.

L'estimation et l'adaptation en temps réel des paramètres s'avèrent être nécessaire.

Plusieurs approches d'estimation de la constante de temps du rotor sont présentées dans les littératures spécialisées [Kel 95] [Kub 94] [Shi 98] [Jen 97].

Dans ce chapitre, trois approches seront abordées pour l'estimation de la constante de temps rotorique.

- Un estimateur basé sur un système adaptatif avec modèle de référence (MRAS)
- Un observateur de type *Luenberger* avec des dispositifs d'adaptation des constantes de temps « $(1/T_r, \text{ et } 1/T_s)$ »
- Un filtre de *Kalman* étendu à la constante de temps rotorique.

III.1. Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

Le même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\Phi} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \Phi_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.1})$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.2})$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega (\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M \bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (\text{III.3})$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (III.3) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} (\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega \bar{\varepsilon} + M \bar{i}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (\text{III.4})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (M \bar{i}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{III.5})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A \bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\varepsilon}}_\alpha \\ \dot{\bar{\varepsilon}}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_\alpha \\ \bar{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} M I_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M I_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Où

W : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (III.5) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (\text{III.9})$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III.10})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III.12})$$

Où

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.12) doit être définie négative.

Le premier terme de (III.12) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (III.12) doit être nul pour assurer la négativité.

$$\begin{aligned} 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} &= 0 \\ 2\varepsilon^T W &= \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

On a :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \quad (\text{III.14})$$

La loi d'adaptation est déduit comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{III.15})$$

On obtient la valeur estimée $1/\hat{T}_r$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \quad (\text{III.16})$$

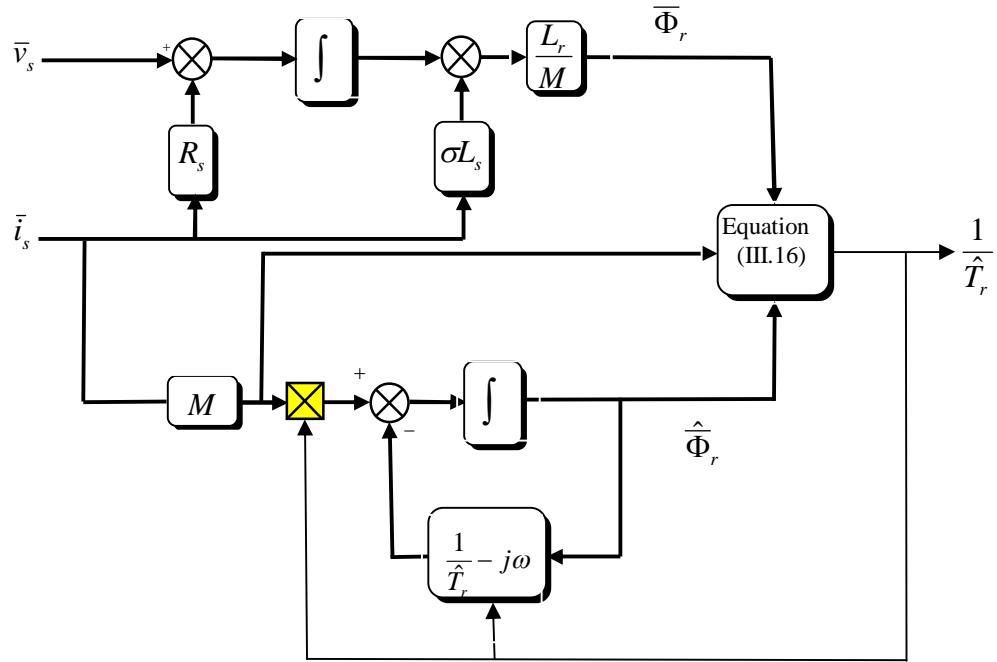


Fig.III.1 : Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

III.1.1. Performances d'estimateur MRAS

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS avec l'adaptation de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

Le moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé standard et tournant sous une charge nominale, Au début de la simulation tout les paramètres du moteur prennent leurs valeur nominale, A $t=0.7s$, un échelon d'inverse de la constante de temps rotorique est applique (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

La **figure III.2** montre le module du flux rotorique estimé et l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique, il est clair que l'inverse de la constante de temps converge bien vers sa valeur de référence avec une erreur pratiquement nulle, donc le bon comportement de l'estimateur MRAS.

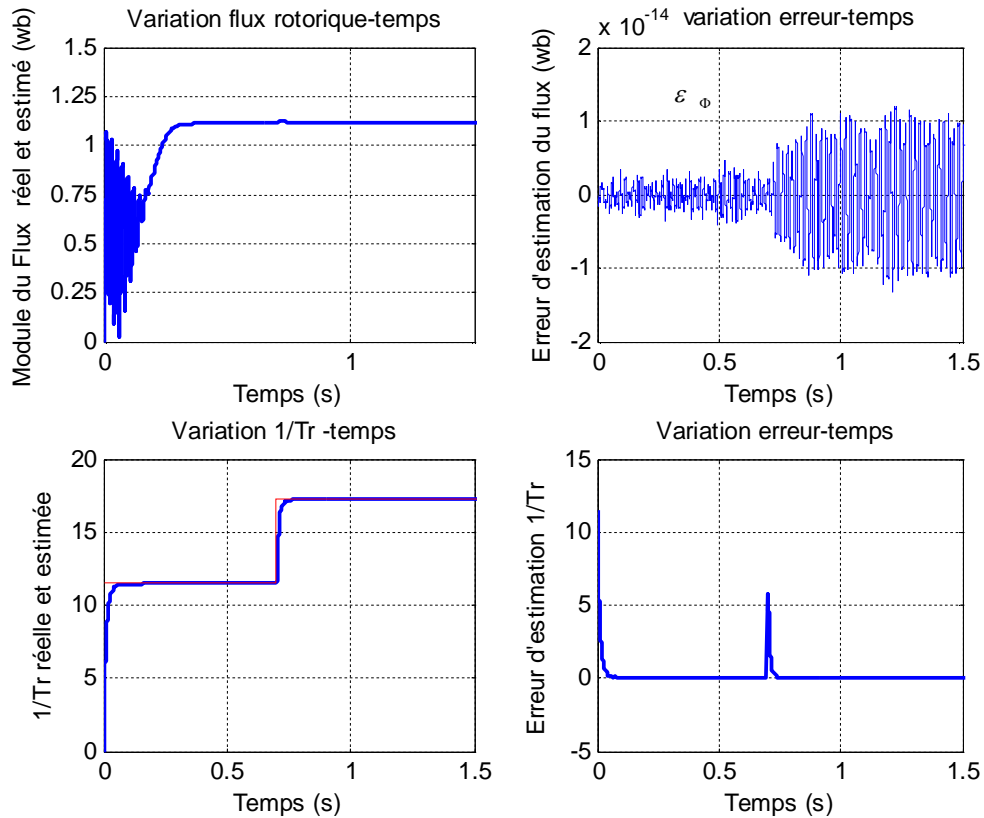


Fig.III.2 : Résultats de simulation d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS

Dans le but de tester les performances statiques et dynamique de l'observateur MRAS pour tout points de fonctionnement (à vide ou en charge).

On applique différents couples de charge au moteur (5%,50% et 100% du couple nominale). Le moteur alimenté directement par le réseau triphasé standard, Au début de la simulation, la constante de temps du moteur est fixe à sa valeur nominale, après 0.7s un échelon d'inverse de la constante de temps est applique.

La **figure III.3** montre les performances de l'estimateur MRAS, on a constate que l'observateur donne des résultats peu acceptables pour les faible charges .En effet, il présente une dynamique lente et une erreur statique faible. Au delà de 50% de la charge nominale l'estimateur MRAS est plus efficace.

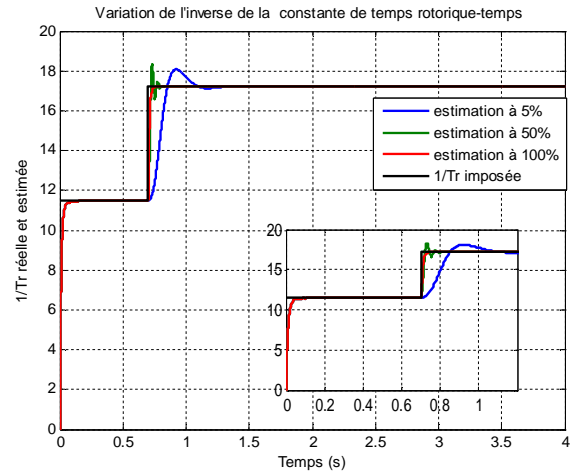


Fig.III.3 : Résultats de simulation d'estimation $1/Tr$ pour différentes charges (de 5%,50%et 100% du couple nominal) par MRAS

La simulation suivante représente le comportement de l'estimateur MRAS en présence d'une surestimation et d'une sous-estimation de l'inverse de la constante rotorique. Le moteur est alimenté directement par le réseau triphasé standard sous une charge nominale.

Il est clair d'après les résultats de simulation de la **figure III.4** que l'inverse de la constante de temps du rotor converge à la valeur imposée.

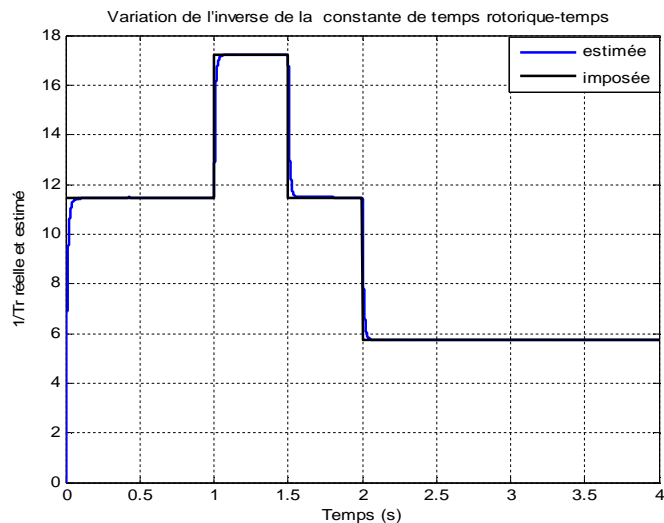


Fig.III.4 : Résultats de simulation d'estimation $1/Tr$ surestimation et sous-estimation par MRAS

III.2. Estimation en temps réel de la constante de temps basée sur l'observateur de Luenberger

La méthode repose sur l'utilisation d'un observateur de *Luenberger* adaptatif pour l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique et la constante de temps statorique du moteur asynchrone.

Le schéma bloc correspondant est donné par **figure III.5**.

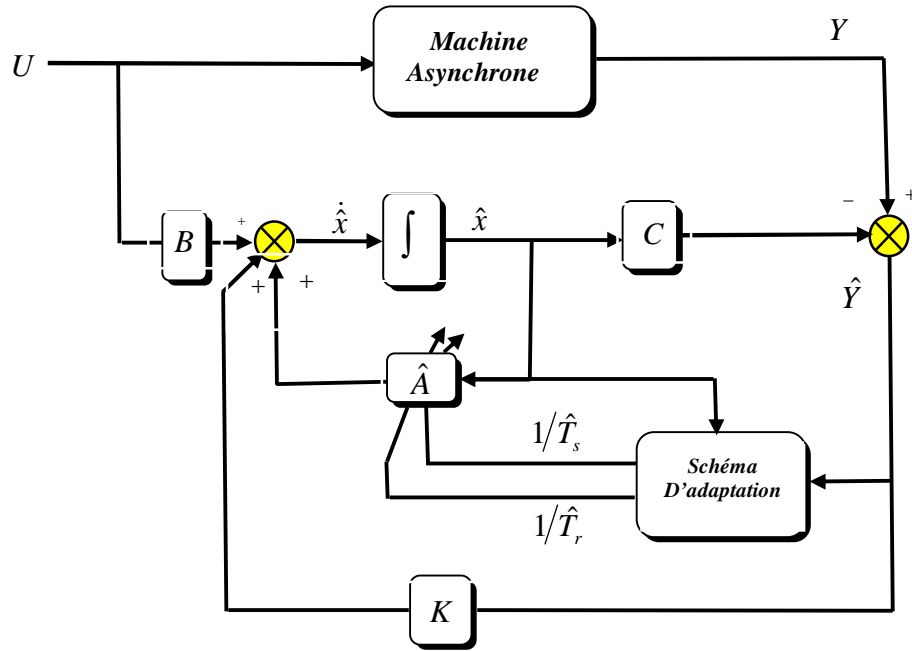


Fig.III.5 : Schéma de principe d'un observateur avec estimation de $1/\hat{T}_r$ et $1/\hat{T}_s$

L'observateur peut être décrit par :

$$\dot{\hat{X}} = \left\{ A_1 \left(\frac{1}{\hat{T}_r} \right) + A_1 \left(\frac{1}{\hat{T}_s} \right) \right\} \hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.17})$$

Où :

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{\sigma}\hat{T}_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\hat{\sigma}\hat{T}_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad A_{\frac{1}{\hat{T}_r}} = \begin{bmatrix} -\frac{1-\sigma}{\hat{\sigma}\hat{T}_r} & 0 & \frac{1-\sigma}{\hat{\sigma}M\hat{T}_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\hat{\sigma}\hat{T}_r} & 0 & \frac{1-\sigma}{M\hat{T}_r} \\ \frac{M}{\hat{T}_r} & 0 & -\frac{1}{\hat{T}_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\hat{T}_r} & 0 & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

On définit l'erreur d'estimation entre le flux rotorique et le courant statorique par :

$$\begin{bmatrix} \mathcal{E}_{I_{\alpha s}} \\ \mathcal{E}_{I_{\beta s}} \\ \mathcal{E}_{\Phi_{\alpha r}} \\ \mathcal{E}_{\Phi_{\beta r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix}$$

$$\dot{\varepsilon} = \left\{ \left(A_{1/T_s} (1/T_s) + A_{1/T_r} (1/T_r) \right) - KC \right\} \varepsilon + (\Delta A_{1/T_s}) \hat{X} + (\Delta A_{1/T_r}) \hat{X} \quad (\text{III.19})$$

Avec:

$$\Delta A_{1/T_s} = A(1/T_s) - A(1/\hat{T}_s) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

$$\Delta A_{1/T_r} = A(1/T_r) - A(1/\hat{T}_r) = \begin{bmatrix} -\frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \\ M \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) & 0 & -\frac{\Delta}{T_r} & 0 \\ 0 & M \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) & 0 & -\frac{\Delta}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

L'expression (III.19) possède deux termes non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction candidate de *Lyapunov* suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{\Delta}{T_s} \right)^2 / \lambda_1 + \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 / \lambda_2 \quad (\text{III.22})$$

On a :

$$\begin{cases} \frac{\Delta}{T_s} = \frac{1}{T_s} - \frac{1}{\hat{T}_s} \\ \frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right)^2 + \frac{1}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III.24})$$

Après calcul on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] \varepsilon + 2\varepsilon^T (\Delta A_{1/T_s}) \hat{X} + 2\varepsilon^T (\Delta A_{1/T_r}) \hat{X} - \frac{2}{\lambda_1} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) - \frac{2}{\lambda_2} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \quad (\text{III.25})$$

Où :

$$\varepsilon^T \Delta A_{1/T_s} \hat{X} = \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{1}{\sigma} \left(\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{I}_{\alpha s} + \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{I}_{\beta s} \right)$$

$$\varepsilon^T \Delta A_{1/T_r} \hat{X} = \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{1-\sigma}{M\sigma} \left\{ \varepsilon_{I_{\alpha s}} \left(\hat{\Phi}_{\alpha r} - M\hat{I}_{\alpha s} \right) + \varepsilon_{I_{\beta s}} \left(\hat{\Phi}_{\beta r} - M\hat{I}_{\beta s} \right) \right\}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.25) doit être définie négative.

Le choix de la matrice de gain K permet d'assurer la négativité du premier terme :

$$\varepsilon^T \left[(A - KC)^T + (A - KC) \right] \varepsilon \leq 0$$

Alors le reste de l'équation (III.25) doit être nul.

$$2\varepsilon^T \left(\Delta A_{1/T_s} \right) \hat{X} + 2\varepsilon^T \left(\Delta A_{1/T_r} \right) \hat{X} - \frac{2}{\lambda_1} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{\hat{T}_s} \right) - \frac{2}{\lambda_2} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{\hat{T}_r} \right) = 0 \quad (\text{III.26})$$

On égalise le deuxième terme et le quatrième terme puis le troisième terme et le cinquième terme de l'équation (III.25) :

$$2\varepsilon^T \Delta A_{1/T_s} \hat{X} = \frac{2}{\lambda_1} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_s} \right)$$

$$2\varepsilon^T \Delta A_{1/T_r} \hat{X} = \frac{2}{\lambda_2} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r} \right)$$

La loi d'adaptation de la constante de temps statorique est déduite comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\hat{T}_s} \right) = \frac{\lambda_1}{\sigma} \left(\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{I}_{\alpha s} + \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{I}_{\beta s} \right) \quad (\text{III.27})$$

$$\frac{1}{\hat{T}_s} = \int \frac{\lambda_1}{\sigma} \left(\varepsilon_{I_{\alpha s}} \hat{I}_{\alpha s} + \varepsilon_{I_{\beta s}} \hat{I}_{\beta s} \right) dt \quad (\text{III.28})$$

La loi d'adaptation de la constante de temps rotorique est déduite comme suit :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\hat{T}_r} \right) = \lambda_2 \frac{1-\sigma}{M\sigma} \left\{ \varepsilon_{I_{\alpha s}} \left(\hat{\Phi}_{\alpha r} - M\hat{I}_{\alpha s} \right) + \varepsilon_{I_{\beta s}} \left(\hat{\Phi}_{\beta r} - M\hat{I}_{\beta s} \right) \right\} \quad (\text{III.29})$$

Ce qui se traduit tout simplement par l'utilisation d'un régulateur PI comme mécanisme d'adaptation.

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p \left\{ \varepsilon_{I_{\alpha s}} \left(\hat{\Phi}_{\alpha r} - M\hat{I}_{\alpha s} \right) + \varepsilon_{I_{\beta s}} \left(\hat{\Phi}_{\beta r} - M\hat{I}_{\beta s} \right) \right\} + K_i \int \left\{ \varepsilon_{I_{\alpha s}} \left(\hat{\Phi}_{\alpha r} - M\hat{I}_{\alpha s} \right) + \varepsilon_{I_{\beta s}} \left(\hat{\Phi}_{\beta r} - M\hat{I}_{\beta s} \right) \right\} dt \quad (\text{III.30})$$

III.2.1. Performances de l'observateur de Luenberger adaptatif

Afin de vérifier l'efficacité de l'observateur de *Luenberger* avec adaptation de la constante de temps rotorique et statorique on procède à la simulation suivante :

Le moteur asynchrone est alimenté directement par le réseau triphasé standard et soumis à une charge nominale. Au début de la simulation tout les paramètres du moteur prennent leurs

valeur nominale, A $t=0.7$ s, des échelons de $+50\% 1/T_r$, et $+50\% 1/T_s$ sont appliqués (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

La **figure III.6** montre 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.

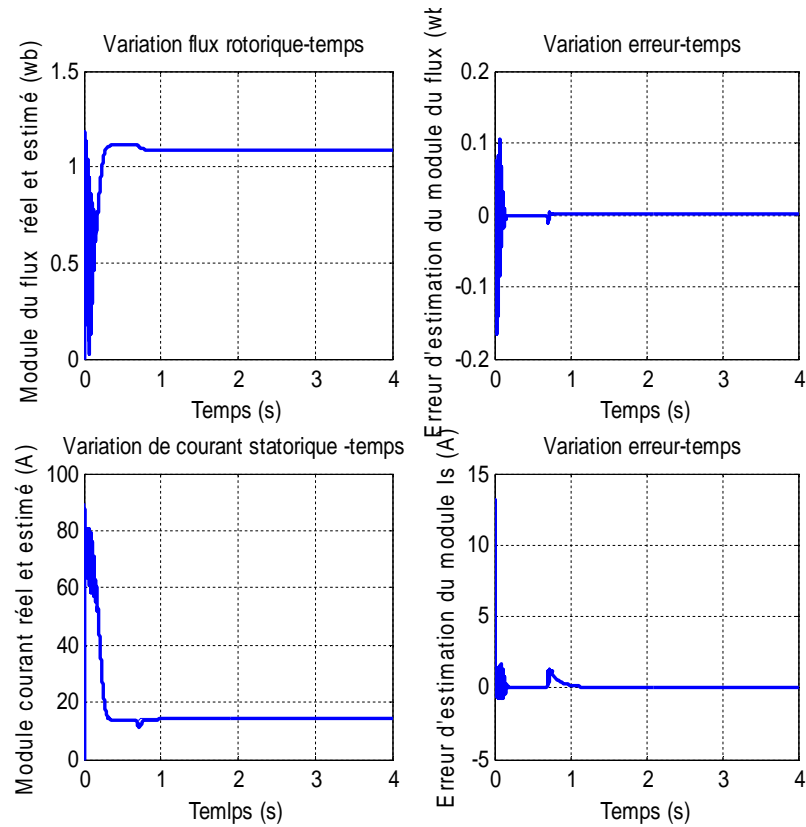


Fig.III.6 : Résultats de simulation d'estimation de module du flux et courant statorique et son erreur basée sur observateur

La **figure III.7** montre l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique et statorique. Il est clair que les inverses des constantes de temps convergent bien vers leurs valeurs de références avec des erreurs pratiquement nulles, ce qui démontre le bon comportement des mécanismes d'adaptation des paramètres.

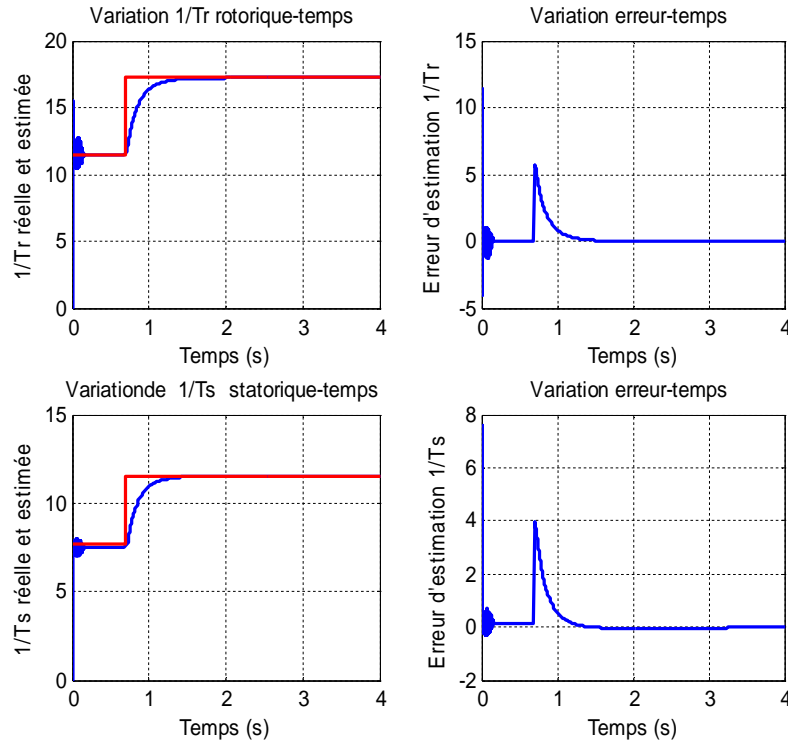


Fig.III.7 : Résultats de simulation d'estimation simultanée des inverses de la constante de temps rotorique et statorique

Dans le but de tester les performances statiques et dynamique de l'observateur pour tout points de fonctionnement (à vide ou en charge).

On applique différents couples de charge au moteur (5%,50% et 100% du couple nominale).

Le moteur alimenté directement par le réseau triphasé standard, Au début de la simulation, la constante de temps rotorique et statorique du moteur est fixe à ses valeurs nominales, après 0.7s des échelons de $+50\% 1/T_r$, et $+50\% 1/T_s$ sont appliqués.

La **figure III.8** montre les performances de l'observateur. On constate que l'estimateur donne des résultat peu acceptables pour les faible charges .En effet, il présent une dynamique lente et une erreur statique importante .Au delà de 50% de la charge nominale l'observateur est plus efficace.

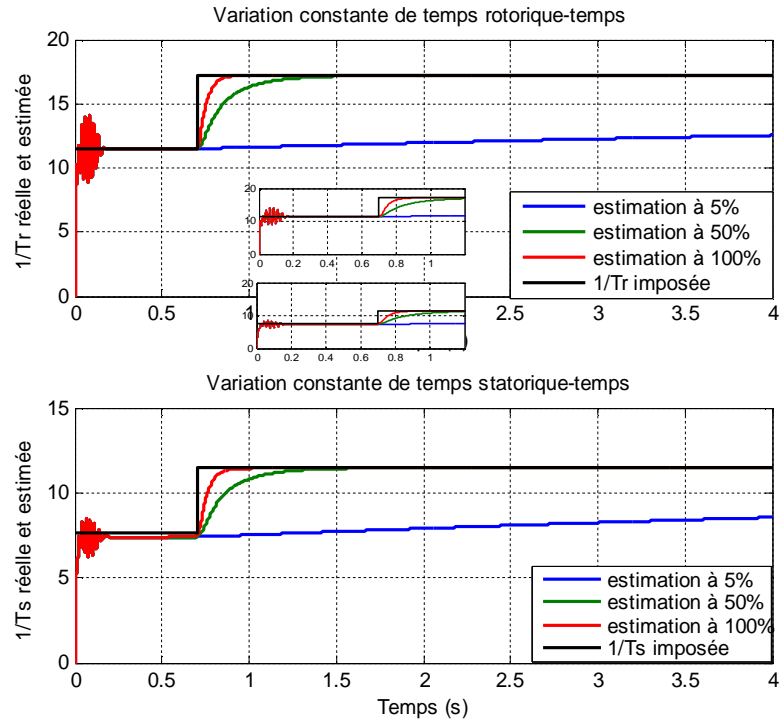


Fig.III.8 : Résultats de simulation d'estimation simultanée de $1/T_r$ et $1/T_s$ pour différentes charges (de 5%,50%et 100% du couple nominal) basée sur observateur

La **figure III.9** illustre en présence d'une surestimation et d'une sous-estimation des inverses de la constante rotorique et statorique. Le moteur alimenté directement par le réseau triphasé standard sous une charge nominale. Il est clair que $1/T_r$ et $1/T_s$ converges à les valeurs imposées. Les résultats de la simulation confirment le bon comportement, des mécanismes d'estimation des paramètres ($1/T_r$ et $1/T_s$)

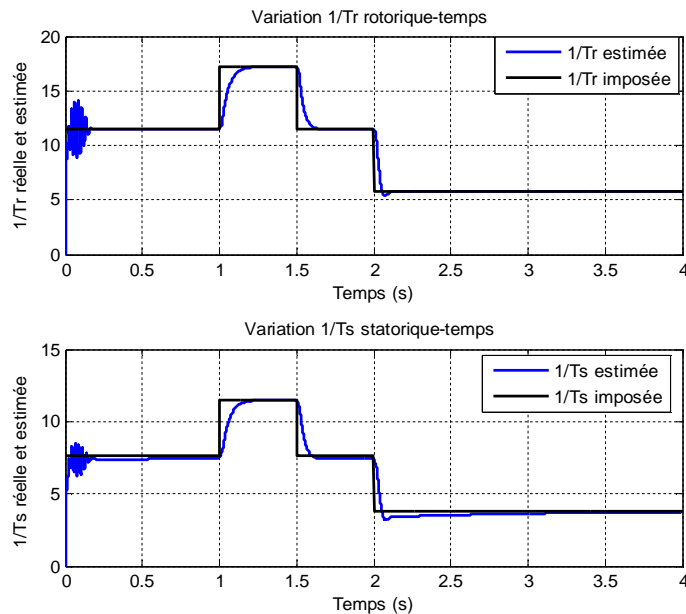


Fig.III.9: Résultats de simulation d'estimation simultanée de $1/T_r$ et $1/T_s$ basée sur observateur de Luenberger

III.3. Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par filtre de kalman

Le filtre de *Kalman* étendu réalise simultanément la reconstruction des variables d'états du système et l'estimation des paramètres [Gar 98].

Cette estimation est réalisée en prenant les paramètres à estimer comme des états supplémentaires, augmentation du vecteur d'états.

Etant donné que $\frac{1}{T_r}$ est le paramètre à estimer, le modèle d'état augmenté est donné par

(III.31).

$\frac{1}{T_r} = x_5$ Présente une variation lente.

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + x_5 \right) \right) x_1 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_5 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + x_5 \right) \right) x_2 - \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega x_3 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 x_5 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ M x_1 x_5 - x_3 x_5 - x_4 x_5 \\ M x_2 x_5 + p \Omega x_3 - x_4 x_5 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.31)$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$U = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \end{bmatrix}^T \quad (III.32)$$

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} & I_{\beta s} & \Phi_{\alpha r} & \Phi_{\beta r} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}^T$$

Il suffit d'appliquer l'algorithme de *Kalman* étendu pour obtenir une estimation des paramètres d'état du système linéarisé au tour d'un point de fonctionnement.

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (II.72) et (II.74) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 - T_s \left(x_5 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + x_5 \right) \right) & 0 & T_s \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & T_s \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega & T_s \left(\left(\frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) x_1 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 \right) \\ 0 & 1 - T_s \left(x_5 - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + x_5 \right) \right) & -T_s \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega & T_s \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_5 & -T_s \left(\left(\frac{1 - \sigma}{\sigma} \right) x_2 + \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_4 \right) \\ T_s M x_5 & 0 & 1 - T_s x_5 & -T_s p \Omega & -T_s (M x_1 - x_3) \\ 0 & T_s M x_5 & T_s p \Omega & 1 - T_s x_5 & T_s (M x_2 - x_4) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.33)$$

$$H_k = \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \Big|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.34)$$

III.3.1. Performances de filtre de Kalman

Afin de tester l'efficacité de filtre de *Kalman* avec estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante :

Le moteur asynchrone est alimenté directement par le réseau triphasé standard et soumis à une charge nominale, Au début de la simulation tout les paramètres du moteur prennent leurs valeurs nominales, A $t=0.7$ s, un échelon de la constante de temps rotorique est appliqué (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

La **figure III.10** montre 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.

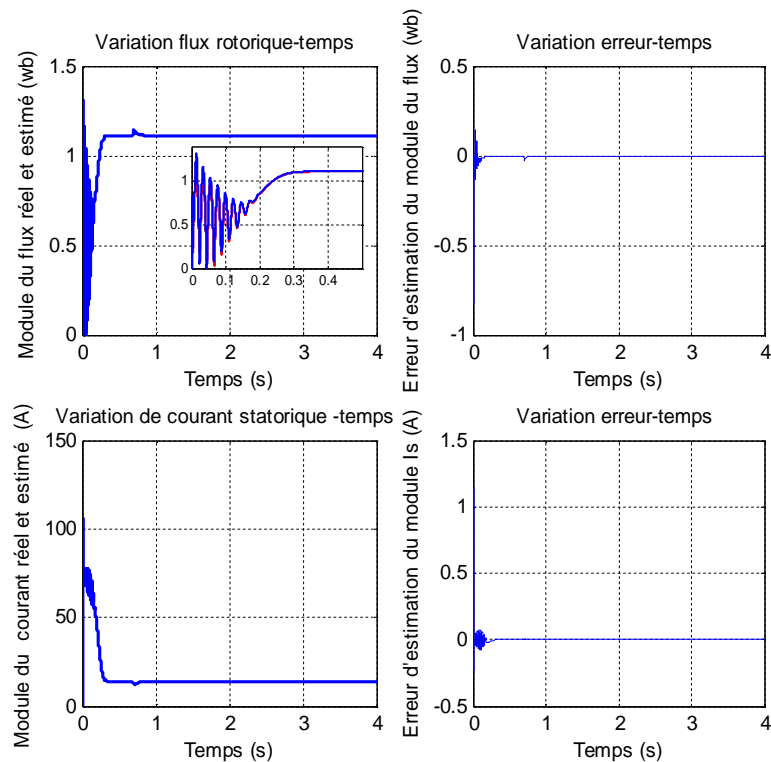


Fig.III.10 : Résultats de simulation d'estimation de module du flux et courant statorique et son erreur par filtre de Kalman étendu

La **figure III.11** montre l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique, il est clair que l'inverse de constante de temps converge bien vers sa valeur de référence avec une erreur pratiquement nulle, démontrant le bon comportement du *FKE*.

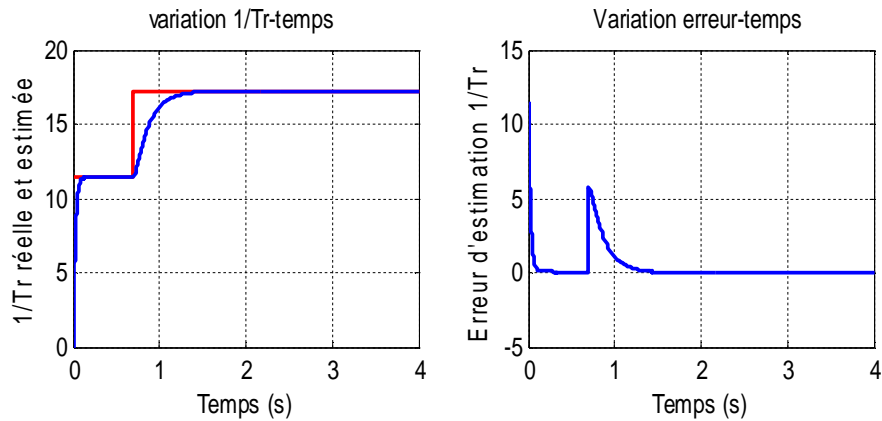


Fig.III.11 : Résultats de simulation d'estimation de $1/T_r$, par filtre de kalman étendu

Dans le but de tester les performances statiques et dynamique de filtre de *Kalman* étendu pour tout points de fonctionnement (à vide ou en charge).

On applique différents couples de charges au moteur (5%,50% et 100% du couple nominale). Le moteur est alimenté directement par le réseau triphasé standard, Au début de la simulation, la constante de temps rotorique du moteur est fixe à sa valeur nominale, après 0.7s un échelon de la constante de temps est appliqué.

La **figure III.12** montre les performances de filtre de *Kalman*, on constate que l'estimateur donne des résultats peu acceptables pour les faibles charges .En effet, il présente une dynamique lente et une erreur statique importante .Au delà de 50% de la charge nominale le filtre de *Kalman* étendu est plus efficace.

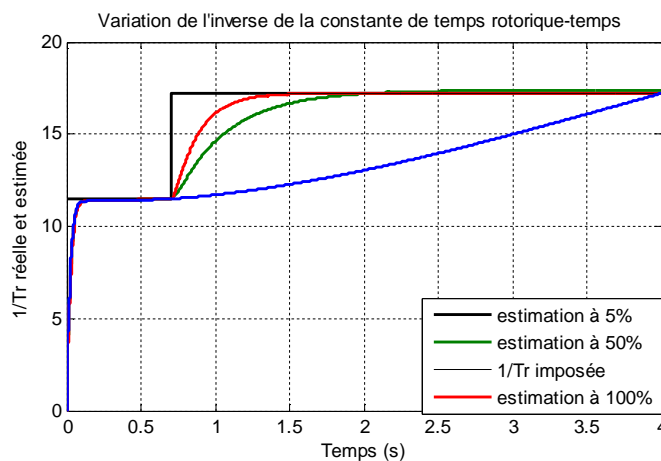


Fig.III.12 : Résultats de simulation d'estimation $1/T_r$ pour différentes charges (de 5%,50% et 100% du couple nominal) par filtre de Kalman étendu

La simulation suivant représente le comportement de filtre de *Kalman* étendu en présence d'une surestimation et d'une sous-estimation de l'inverse de la constante rotorique. Le moteur est alimenté directement par le réseau triphasé standard sous une charge nominale.

Il est clair d'après les résultats de simulation de la **figure III.13** que l'inverse de la constante de temps du rotor converge à la valeur imposée.

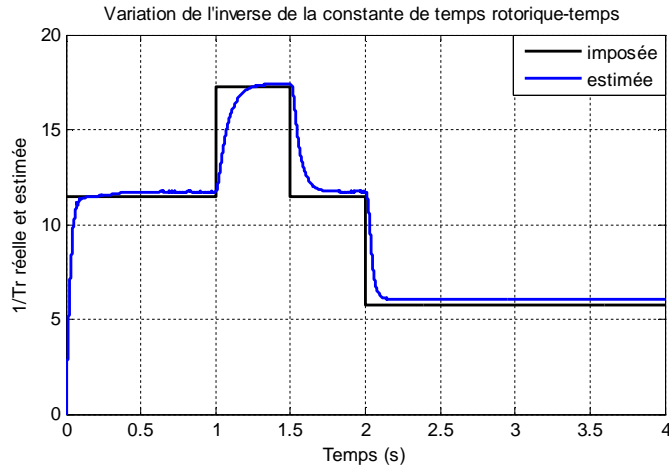


Fig.III.13 : Résultats de simulation d'estimation $1/Tr$ surestimation et sous-estimation par filtre de kalman étendu

III.3.2 Estimation de la constante de temps rotorique avec injection du bruit de mesure

Le but de l'injection de bruit est d'observer les caractéristiques de filtrage par filtre de *Kalman*. Pour cela nous injectons un bruit, blanc, Gaussien de moyenne nulle dans les courants statoriques. La **figure III.14** montre le bruit de mesure injecté au courant et la constante de temps estimée et réelle.

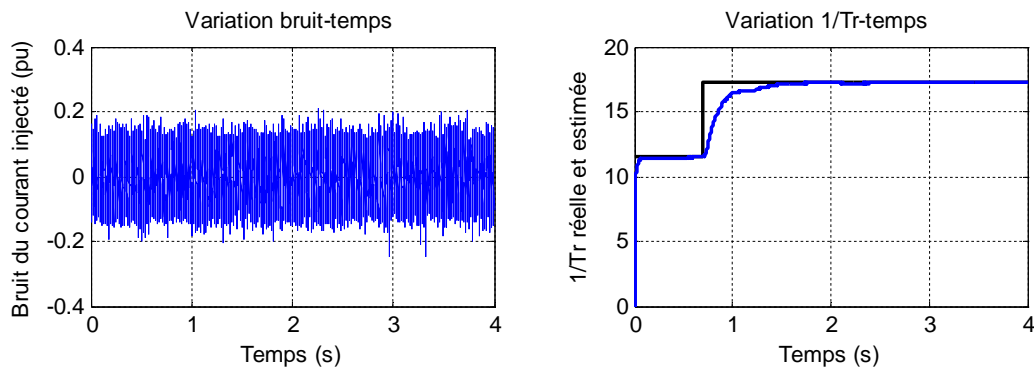


Fig. III.14. Performances du filtre en présence du bruit sur les courants I_s

L'estimation de la constante de temps rotorique par filtre de *Kalman* étendu (*FKE*) est tout à fait satisfaisant puisque la valeur estimée n'est pas trop affectée par l'injection de ce bruit.

Conclusion

Ce chapitre est destiné à l'application des différentes approches d'estimation de la constante de temps rotorique d'un moteur à induction, alimenté par un réseau équilibré.

La première approche est basée sur l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique par la méthode *MRAS*.

La deuxième approche basée sur l'observateur de *Luenberger* (déterministe) avec des dispositifs d'adaptation des constantes de temps.

La troisième approche basée sur le filtre de *Kalman* étendu à la constante de temps rotorique. L'utilisation des observateurs de type déterministe est limitée, d'un part par leur sensibilité vis-à-vis des bruits sur les mesures, et d'autre part par la nécessité d'une discrétisation plus fine [Gra 98].

Par ailleurs l'avantage le plus important qui favorise l'utilisation du filtre de *Kalman* est sa capacité de fonctionnement avec systèmes bruités [Tam 97].

Les approches d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique du moteur à induction qui sont présentées ont été validées par simulation numérique.

Chapitre IV

Commande Vectorielle Robuste avec Adaptation Paramétrique et Aspect Expérimental

Introduction

Pour garantir de bonnes performances en régime dynamique et statique de la commande vectorielle, il est nécessaire de concevoir un régulateur qui soit plus robuste ou insensible aux variations paramétriques [Bra 02] [Sug 87] [Wad 97-1] [Wad 97-2].

Les résultats présentés dans le premier chapitre montrent clairement l'effet induit par la dérive paramétrique de T_r sur l'orientation de flux rotorique que ce soit dans le régime transitoire ou permanent.

Il apparaît donc que l'estimation en temps réel de T_r est une nécessité pour obtenir une CVI performante et robuste.

Dans ce qui suit, les approches traitées dans le chapitre précédent seront exploitées pour implanter une commande vectorielle avec adaptation de la constante de temps rotorique [Lin 96] [Gar 98]. Après, une brève description de l'environnement temps réel utilisé et la méthodologie de mise en œuvre pour l'implantation des stratégies des commandes étudiées. Des résultats expérimentaux sont présentés.

IV.1. Etude de l'influence des paramètres de la machine en régime permanent

L'objectif dans ce qui suit, est l'analyse de l'influence de la variation de la constante de temps sur les performances de la commande.

En régime permanent, les équations (I.44) peuvent être réécrites comme suite :

$$\begin{cases} \Phi_r = MI_{ds} \\ \omega_r = \frac{1}{T_r} \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

D'après les équation (IV.1) on remarque que seul les paramètres M et T_r interviennent dans l'algorithme de commande vectorielle indirecte [Min 97].

T_r : varie en fonction de la saturation et les effets thermiques.

M : varie selon la saturation de la machine.

Comme nous l'avons constaté dans le premier chapitre, la constante de temps rotorique possède la plus grande échelle de variations. C'est pour cela que nous avons porté notre analyse sur ce paramètre.

IV.1.2 Analyse de la variation de T_r sur les performances de la commande

Déterminons les expressions du flux, du couple et de la pulsation de glissement en fonction de T_r .

En régime permanent et par orientation du flux rotorique sur l'axe d, on en déduit l'expression du flux rotorique suivante :

$$\Phi_r = \frac{MI_s}{\sqrt{1 + (\omega_r T_r)^2}} \quad (\text{IV.2})$$

Et le couple électromagnétique :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$I_{qs} = \frac{\omega_r T_r \Phi_r}{M} \quad (\text{IV.4})$$

En remplaçant (IV.4) dans (IV.3) l'expression du couple électromagnétique peut se mettre sur la forme :

$$C_e = p \Phi_r^2 \frac{\omega_r}{R_r} \quad (\text{IV.5})$$

Et en remplaçant Φ_r par son expression dans (IV.3) et après simplification on trouve :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} \frac{\omega_r T_r}{1 + (\omega_r T_r)^2} I_s^2 \quad (\text{IV.6})$$

En fin la pulsation de glissement est donnée par :

$$\omega_r = \frac{I_{qs}}{I_{ds} T_r} \quad (\text{IV.7})$$

Si on suppose une variation de la constante de temps rotorique, on peut écrire la relation.

$$T_r = a\hat{T}_r \quad (IV.8)$$

Alors :

$$\omega_r T_r = a \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \quad (IV.9)$$

T_r : Valeur effective de la constante de temps rotorique dans la machine.

\hat{T}_r : La valeur utilise par la commande.

I_{qs} : La composante correspondante au couple électromagnétique.

I_{ds} : La composante correspondante au flux rotorique.

IV.1.2.1. Influence de variation de (T_r) sur le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique de la machine en régime permanent est donné par :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} \frac{\omega_r T_r}{1 + (\omega_r T_r)^2} I_s^2 \quad (IV.10)$$

Avec :

$$I_s^2 = I_{ds}^2 + I_{qs}^2$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} I_{ds}^2 \left(1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{ds}} \right)^2 \right) \frac{\omega_r T_r}{1 + (\omega_r T_r)^2} \quad (IV.11)$$

$$\text{On considère que pour } a = 1 \quad \omega_r T_r = \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (IV.12)$$

Le couple développé se traduit donc par la relation suivante :

$$C = p \frac{M^2}{L_r} I_{ds}^2 \omega_r T_r \quad (IV.13)$$

Dans le cas d'une variation de (T_r) le couple s'écrira comme suit :

$$\frac{C_e}{p \frac{M^2}{L_r} I_{ds}^2} = \left(\frac{1 + \left(\frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \right)^2}{1 + a^2 \left(\frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \right)^2} \right) \left(a \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \right) \quad (IV.14)$$

La relation (IV.14) se présente Sous la forme compacte suivante :

$$\frac{C_e}{p \frac{M^2}{L_r} I_{ds}^2} = \left(\frac{1 + \beta^2}{1 + (a\beta)^2} \right) (a\beta) \quad (IV.15)$$

$$\text{Avec,} \quad \beta = \frac{I_{qs}}{I_{ds}}$$

Les variations du couple en fonction de (a) son présenté sur la **figure IV.1**, et où la ligne verticale ($a=1$) représente la ligne d'orientation du flux parfaite du flux.

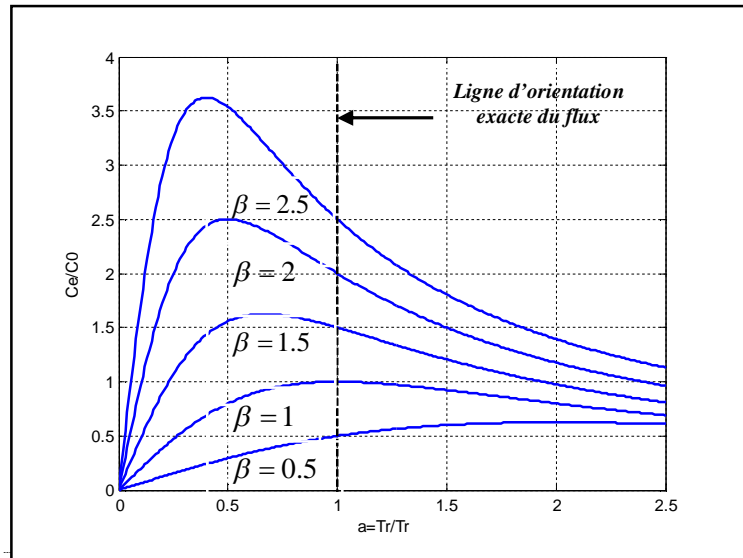


Fig. IV.1 : Caractéristique du couple à flux rotorique orienté en d'orientation.

Si $a < 1$ et pour les valeurs forts de β on a une augmentation de la résistance rotorique et une fort augmentation du couple.

La **figure IV.2** montre l'évolution de $\frac{C_e}{p \frac{M^2 I_{ds}^2}{L_r}}$ en fonction de β .

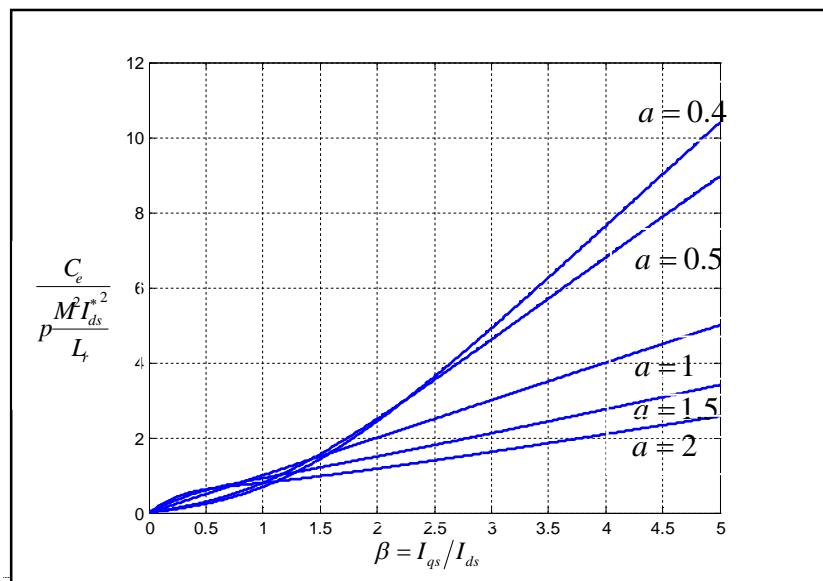


Fig. IV.2 : Caractéristique de variation du couple en fonction de β .

On constate le caractère non linéaire de $C_e(I_{qs})$ a courant I_{ds} donne quand il y une variation de T_r .

IV.1.2.2. Influence sur le flux

De la même manière que pour le couple

En supposons une variation de T_r le flux peut être donné par :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r0}} = \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*}\right)^2}{1 + a^2 \left(\frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*}\right)^2}} \quad (IV.16)$$

Avec :

$$\Phi_{r0} = MI_{ds}$$

Sous forme compact le flux peut être exprimée en fonction de a et β par la relation suivante :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{r0}} = \sqrt{\frac{1 + \beta^2}{1 + (a\beta)^2}} \quad (IV.17)$$

La **figure IV. 3** montre l'évolution de rapport $\frac{\Phi_r}{\Phi_{r0}}$ en fonction de $a = \frac{T_r}{\hat{T}_r}$.

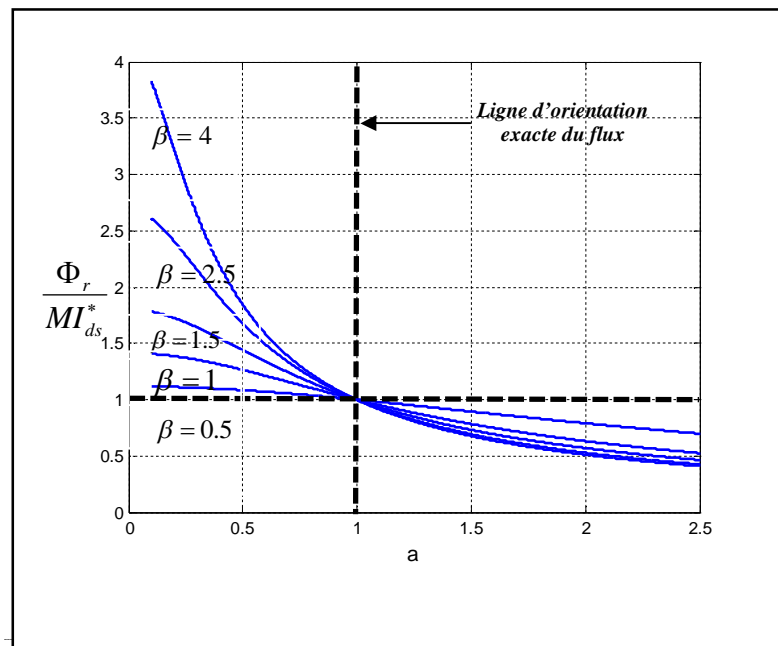


Fig. IV. 3 : Caractéristique de variation du flux en fonction de a .

Il est clair à partir de la caractéristique de la **figure IV.3** que l'augmentation de la résistance rotorique entraîne une surexcitation de la machine (le flux est en avance par rapport à l'axe d) et la diminution conduit à une sous excitation de la machine (le flux est en arrière par rapport à l'axe d).

IV.2. Adaptation de la constante de temps rotorique

Le schéma de la commande vectorielle indirecte décrit sur la figure IV.4 a été testé par simulation pour un moteur asynchrone afin de démontrer l'efficacité des approches décrites dans le chapitre trois à savoir : estimateur MRAS, observateur Luenberger, filtre de Kalman étendu. Dans ce cas, le flux rotorique n'est pas régulé mais imposé à travers le bloc de défluxage. La constante de temps rotorique est adaptée en temps réel (en ligne) dans la formule de calcul de la pulsation de glissement ω_r .

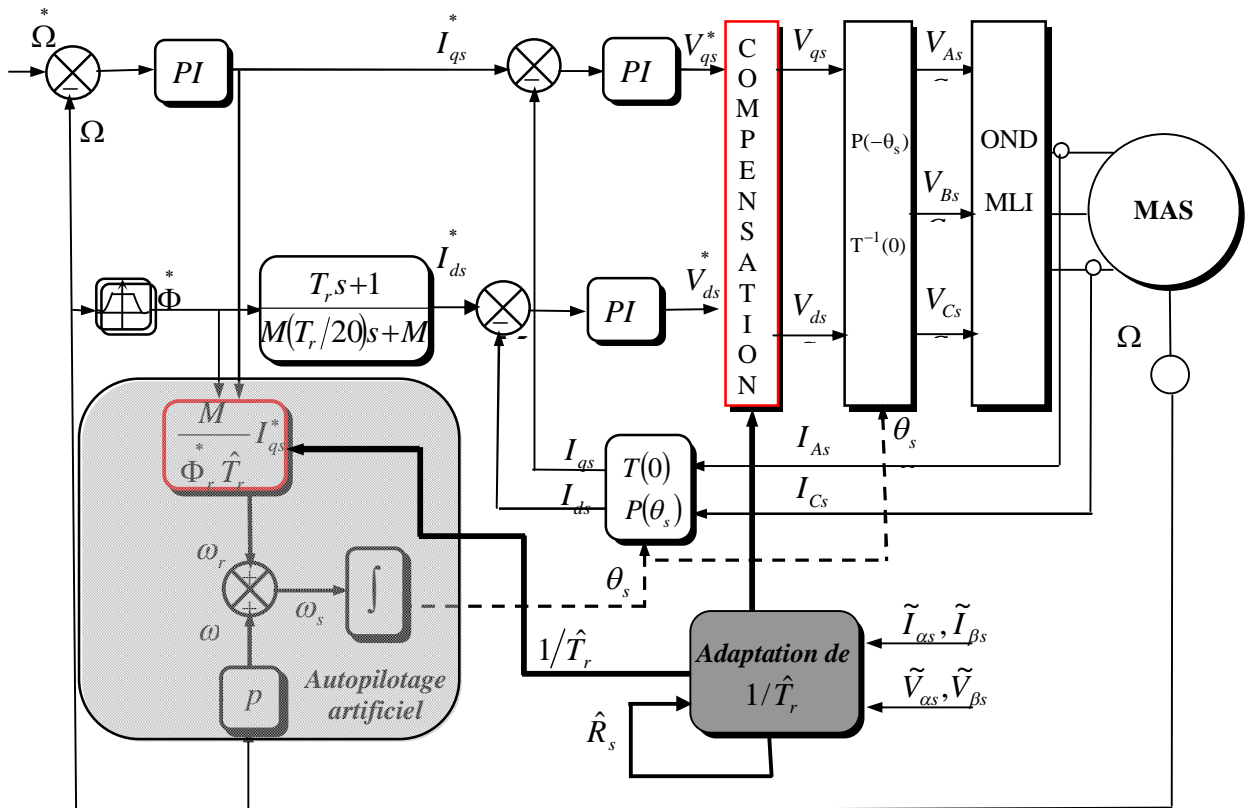


Fig. IV.4 : Schéma de principe de la commande vectorielle indirecte avec adaptation de la constante de temps rotorique

IV.3. Performance des techniques d'adaptations

Avant d'entamer l'analyse des résultats de la commande vectorielle indirecte il est intéressant d'étudier la robustesse des approches, donné au chapitre précédent pour différentes vitesses de fonctionnement.

Le moteur asynchrone est chargé avec $C_r = 25 Nm$, l'inverse de la constante de temps du rotor est fixée à sa valeur nominale, A $t=1$ s, un échelon de l'inverse de la constante de temps rotorique est appliqué (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

Le **figure IV.5** représenté les résultats de simulation de l'estimation de l'inverse de la constante de temps du rotor.

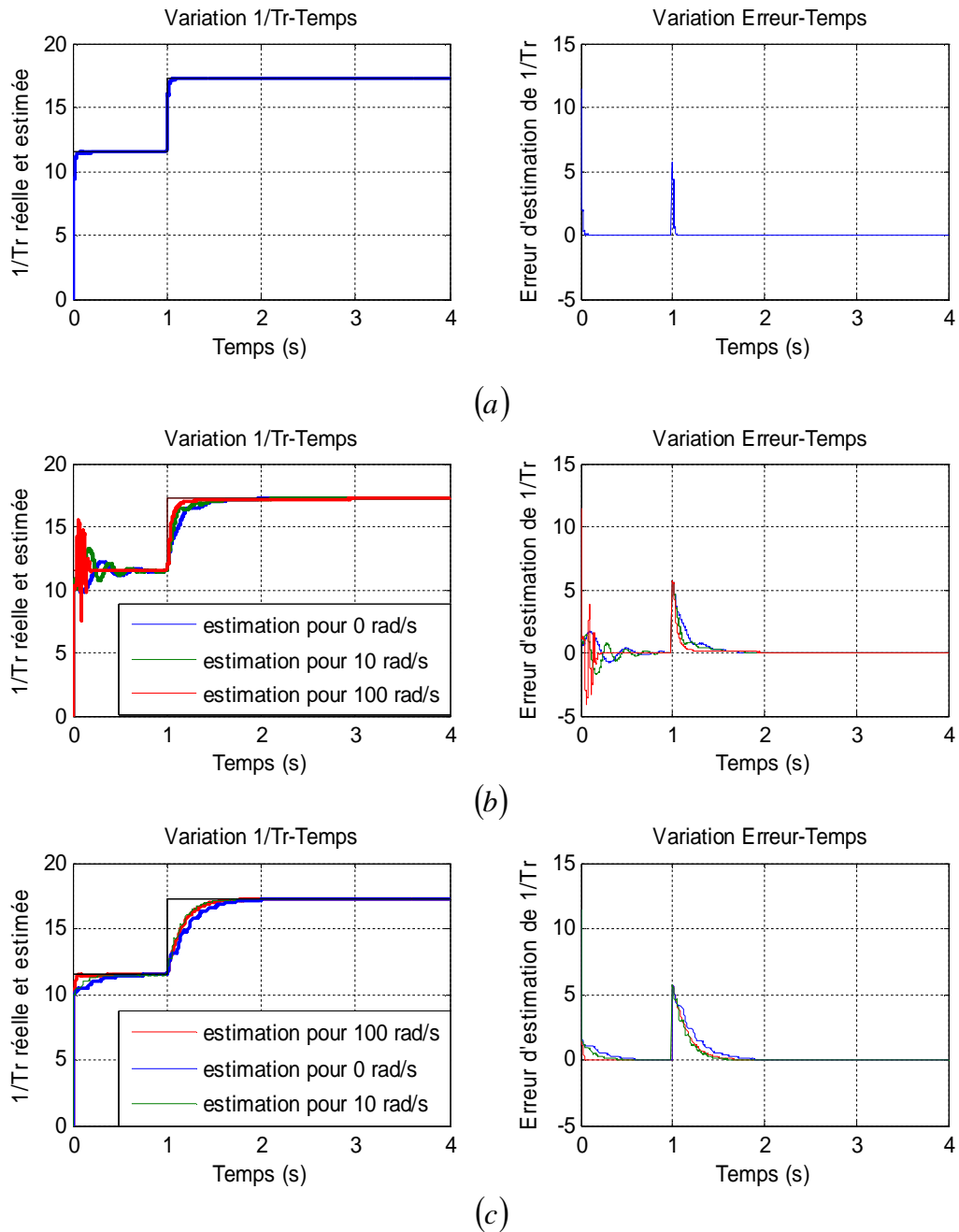


Fig.IV.5 : Résultats de simulation d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique pour différentes vitesses (0rad/s, 10rad/s et 100rad/s)

(a) Estimation par MRAS

(b) Estimation par observateur Luenberger adaptatif

(c) Estimation par filtre de Kalman étendu

Les trois techniques d'estimation reste stable et permettent d'estimer $1/T_r$ avec précision. Les variations de la vitesse n'ont aucune effet sur l'estimation de $1/T_r$.

La **figure IV.6** montre les performances des approches cités auparavant lors des variations rapides de l'inverse de la constante de temps. Au début de la simulation, $1/T_r$ est égale à sa valeur nominale, A $t=0.4s$ l'inverse de la constante de temps est augmentée à une valeur de

22.96 1/s (augmentation à 100% de la valeur nominale) ; A l'instant $t=1s$, $1/T_r$ augmentée à nouveau à une valeur de 34.44 1/s (correspondant à une augmentation de 200% de la valeur nominale).

On constate que malgré les variations extrêmes de la constante de temps rotorique, les trois approches restent stable et permettent d'estimer T_r avec précision. Ceci prouve que les trois approches d'estimation répondent avec succès à ce type de test.

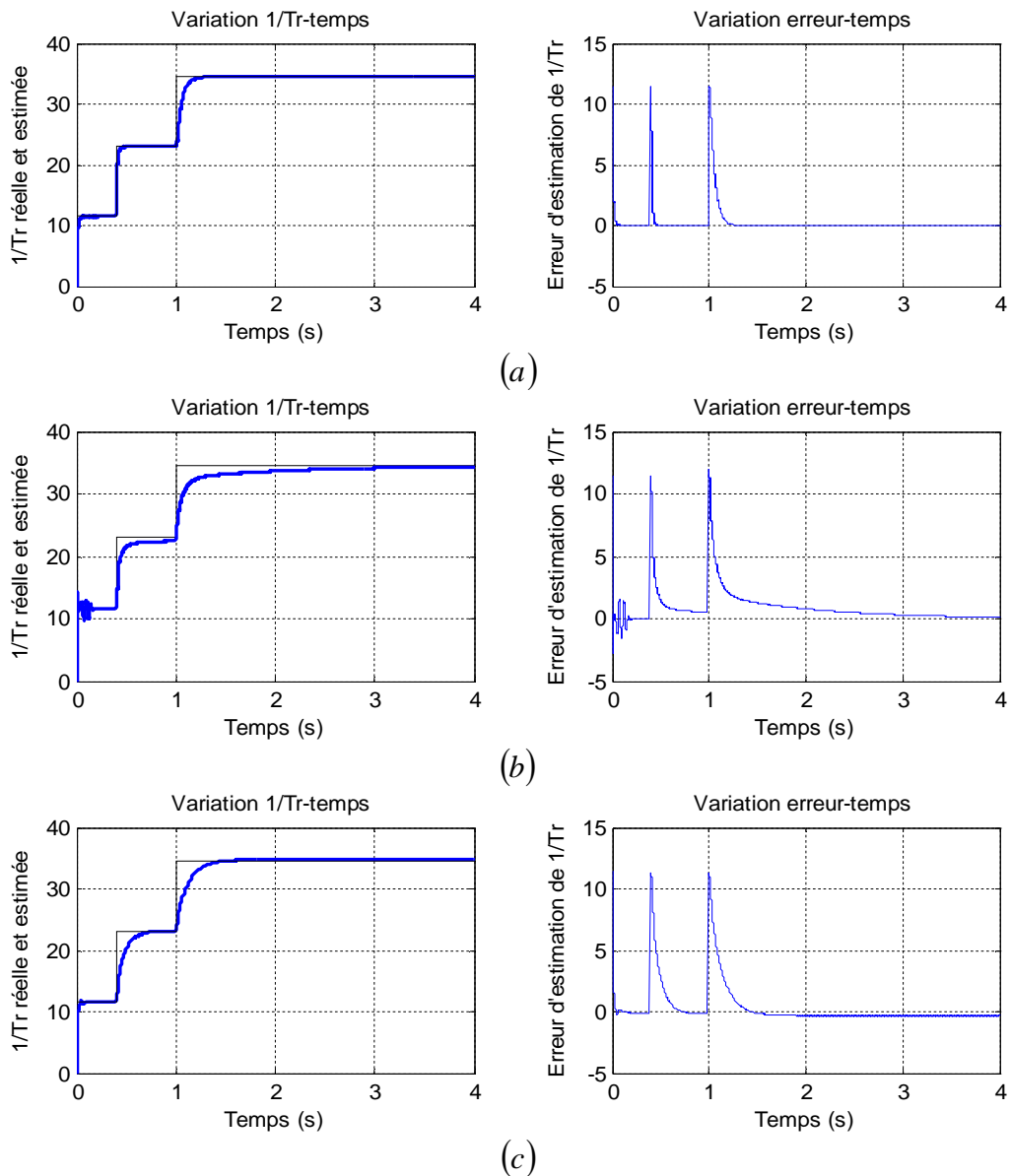


Fig.IV.6 : Résultats de simulation d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique pour un profil rapide

- (a) Estimation par MRAS
- (b) Estimation par observateur Luenberger adaptatif
- (c) Estimation par filtre de Kalman étendu

IV.3.1. Test de la variation de la résistance statorique

Afin d'étudier l'influence des variations de la résistance statorique sur les performances des approches décrites au chapitre III, on procède à la simulation suivante : Le moteur asynchrone est chargé à sa valeur nominale et commandé vectoriellement par orientation de flux rotorique, au début de la simulation tous les paramètres du moteur prennent leurs valeurs nominales. A $t=0.5$ s, des échelons de $+50\% 1/T_r$ et $+50\% R_s$ sont appliqués (50% d'augmentation par rapport à la valeur nominale).

La **figure IV.7** montre l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique. D'après les deux **figures IV.7a et IV.7c** on constate que le comportement de l'observateur *MRAS* et le filtre de *Kalman* sont très influencés lors de la variation de la résistance statorique notamment lors des fonctionnements en basses vitesses.

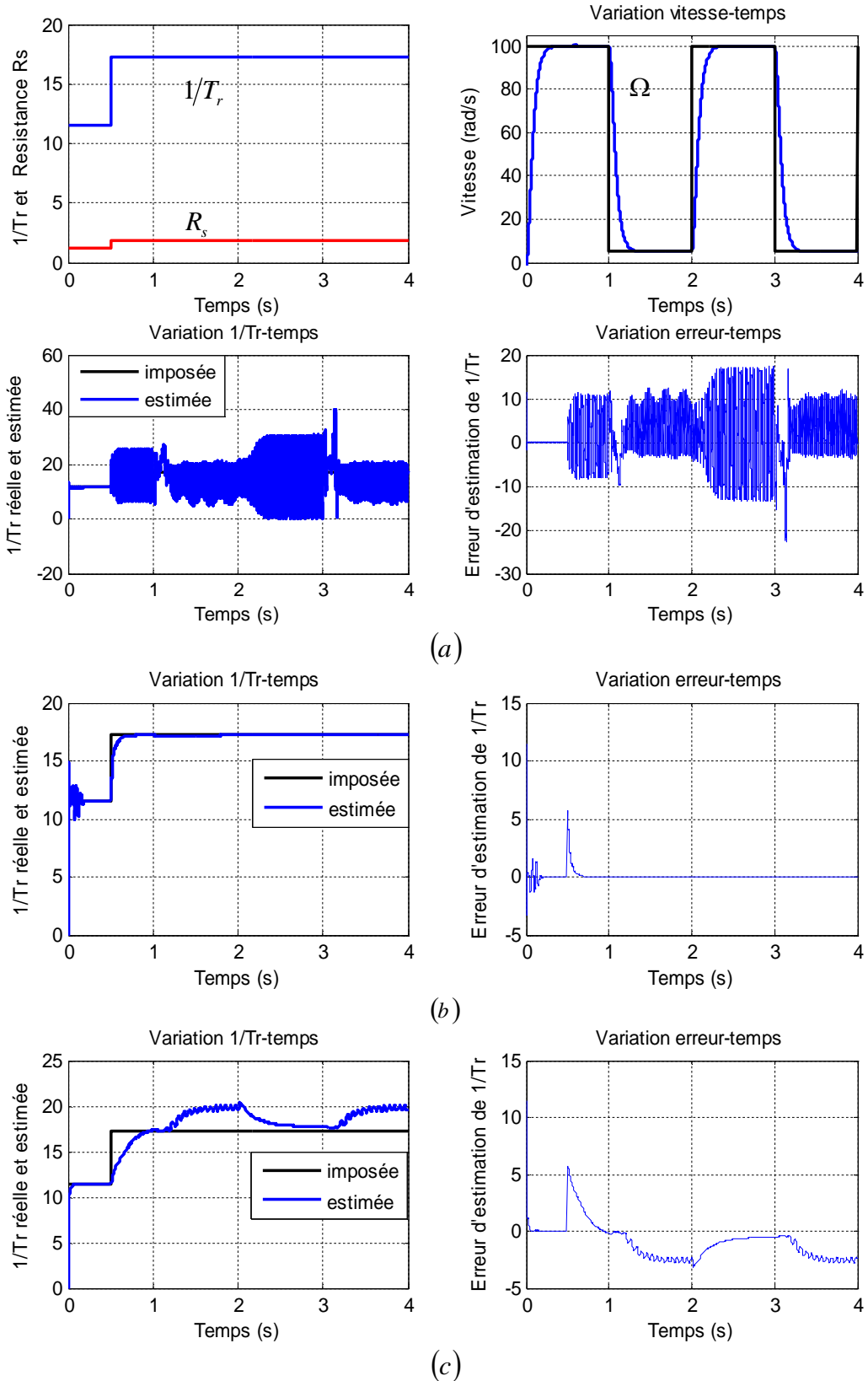


Fig.IV.7 : Résultats de simulation d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique test de robustesse aux variations de la résistance statorique

(a) Estimation par MRAS

(b) Estimation par observateur Luenberger adaptatif

(c) Estimation par filtre de Kalman étendu

IV.3.2. Estimation en temps réel de la résistance statorique

- **Par filtre de Kalman**

Les résistances seront, par conséquent, fonction de température conformément à la formule suivante [Khe 07] :

$$R(T) = R^* + \eta R^* (T - 25^\circ c) \quad (IV.18)$$

Avec :

R : La résistance correspondante à la température T ;

R^* : La résistance correspondante à la température $25^\circ c$;

η : Le coefficient de température caractérisant le matériau du bobinage.

Pour adapter la résistance statorique on va utiliser la relation suivante [Kim 93] : $\hat{R}_s = R_s \frac{\hat{R}_r}{R_r}$

- **Par observateur MRAS**

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique et la résistance statorique seront prise comme des paramètres variables.

A partir des équations statoriques et rotoriques du modèle d'état, le flux peut être estimé par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Phi}}_{rv} = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s I_s - \sigma L_s \dot{I}_s) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{rl} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_{rl} + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \end{cases} \quad (IV.19)$$

Soient $\hat{\Phi}_r$, \hat{R}_s et $\frac{1}{\hat{T}_r}$ les quantités estimées du flux, résistance statorique et de la constante de temps rotorique on peut écrire :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Phi}}_{rv} = \frac{L_r}{M} (V_s - \hat{R}_s I_s - \sigma L_s \dot{I}_s) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{rl} = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_{rl} + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \end{cases} \quad (IV.20)$$

A partir de (IV.19), (IV.20) on peut définir les erreurs vectorielles suivantes :

$$\bar{\varepsilon}_v = \bar{\Phi}_{rv} - \hat{\Phi}_{rv} \quad (IV.21)$$

$$\bar{\varepsilon}_l = \bar{\Phi}_{rl} - \hat{\Phi}_{rl}$$

Où

$$\bar{\varepsilon} = \begin{bmatrix} \varepsilon_v \\ \varepsilon_l \end{bmatrix}, \quad \bar{\varepsilon}^T = [\varepsilon_{\alpha l} \quad \varepsilon_{\beta l} \quad \varepsilon_{\alpha v} \quad \varepsilon_{\beta v}]^T = [\bar{\varepsilon}_l^T \quad \bar{\varepsilon}_v^T]$$

Alors l'erreur dynamique par rapport au modèle tension est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}}_V = -\frac{L_r}{M}(R_s - \hat{R}_s)\bar{I}_s \quad (\text{IV.22})$$

Où

$$\bar{\varepsilon}_V = \varepsilon_{\alpha V} + j\varepsilon_{\beta V}$$

$$\hat{\Phi}_{rV} = \hat{\Phi}_{rV\alpha} + j\hat{\Phi}_{rV\beta}$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\varepsilon}}_{\alpha V} \\ \dot{\bar{\varepsilon}}_{\beta V} \end{bmatrix} = -I \frac{L_r}{M} (R_s - \hat{R}_s) \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.23})$$

L'erreur dynamique par rapport au modèle courant est donné par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}}_I = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon}_I + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rI}) \quad (\text{IV.24})$$

Où

$$\bar{\varepsilon}_I = \varepsilon_{I\alpha} + j\varepsilon_{I\beta}$$

$$\hat{\Phi}_{rI} = \hat{\Phi}_{rI\alpha} + j\hat{\Phi}_{rI\beta}$$

L'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{\varepsilon}}_{\alpha I} \\ \dot{\bar{\varepsilon}}_{\beta I} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha I} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta I} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.25})$$

Avec

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

L'erreur dynamique de système est donné comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_{\alpha I} \\ \varepsilon_{\beta I} \\ \varepsilon_{\alpha V} \\ \varepsilon_{\beta V} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta}{T_r} & 0 & 0 \\ \frac{\Delta}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{M}\Delta R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_r}{M}\Delta R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha I} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta I} \\ I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.26})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta}{T_r} & 0 & 0 \\ \frac{\Delta}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{M}\Delta R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{L_r}{M}\Delta R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha I} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta I} \\ I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} -\frac{\Delta}{T_r} J & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & \frac{L_r}{M} \Delta R_s I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rl} \\ \bar{I}_s \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

Il vient :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} - W \quad (IV.28)$$

Avec

$$\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$$

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}$$

W : Terme non linéaire

La convergence de l'observateur $MRAS$ est donc équivalent à la stabilité asymptotique du système (IV.28).

D'après la théorie des systèmes non linéaires, pour que le système (IV.28) soit stable, il faut, que la partie linéaire ait des pôles à partie réelle négative et que la partie non linéaire satisfasse l'inégalité de *Popov* [Vas 90].

$$S = \int_0^{t_1} \bar{\varepsilon}^T \cdot W dt \geq -\gamma^2, \forall t_1 \quad (IV.29)$$

Où γ^2 est une constante positive

La matrice A peut être considérée comme pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire, or le pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La partie non linéaire est :

$$\varepsilon^T \cdot W = -\frac{\Delta}{T_r} \left[\bar{\varepsilon}_l^T \cdot J \cdot (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rl}) \right] + \frac{L_r}{M} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_v^T \cdot \bar{I}_s) \quad (IV.30)$$

La substitution de (IV.30) dans (IV.29) donne :

$$S = \int_0^{t_1} \bar{\varepsilon}^T \cdot W dt = \underbrace{-\int_0^{t_1} \frac{\Delta}{T_r} \left[\bar{\varepsilon}_l^T \cdot J \cdot (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rl}) \right] dt}_{S_1} + \underbrace{\frac{L_r}{M} \int_0^{t_1} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_v^T \cdot \bar{I}_s) dt}_{S_2}$$

$$S = S_1 + \frac{L_r}{M} \cdot S_2 \geq -\gamma^2, \forall t_1. \quad (IV.31)$$

La validité de (IV.31) peut être vérifiée en utilisant les inégalités (IV.32) et (IV.33).

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \frac{\Delta}{T_r} \left[\bar{\varepsilon}_l^T \cdot J \cdot (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rl}) \right] dt \geq -\gamma_1^2 \quad (IV.32)$$

$$S_2 = \int_0^{t_1} \Delta R_s (\bar{\varepsilon}_v^T \cdot \bar{I}_s) dt \geq -\gamma_2^2 \quad (IV.33)$$

Où

$$\bar{\varepsilon}_l^T \cdot J \cdot (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_{rl}) = (M I_{\alpha s} - \hat{\Phi}_{\alpha rl}) \varepsilon_{\alpha l} + (M I_{\beta s} - \hat{\Phi}_{\beta rl}) \varepsilon_{\beta l}$$

Et

$$-\bar{\varepsilon}_v^T \cdot \bar{I}_s = I_{\alpha s} \varepsilon_{\alpha v} + I_{\beta s} \varepsilon_{\beta v}$$

On obtient la valeur estimée de la constante de temps donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = \left(K_{p1/T_r} + \frac{K_{I1/T_r}}{s} \right) e_{1/T_r}$$

Où

$$e_{1/T_r}(t) = (MI_{cs} - \hat{\Phi}_{arI}) (\hat{\Phi}_{arV} - \hat{\Phi}_{arI}) + (MI_{\beta s} - \hat{\Phi}_{\beta rI}) (\hat{\Phi}_{\beta rV} - \hat{\Phi}_{\beta rI})$$

La loi d'adaptation de la résistance statorique est donnée comme suite :

$$\hat{R}_s = \left(K_{pR_s} + \frac{K_{IR_s}}{s} \right) e_{R_s}$$

Où

$$e_{R_s}(t) = I_{cs} (\hat{\Phi}_{arV} - \hat{\Phi}_{arI}) + I_{\beta s} (\hat{\Phi}_{\beta rV} - \hat{\Phi}_{\beta rI})$$

Afin de tester l'efficacité des deux approches décrite précédemment, on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec les mêmes profils de la constante de temps rotorique et de la résistance statorique.

La **figure IV.8** montre respectivement l'estimation de la constante de temps rotorique, celle de la résistance statorique et les erreurs d'estimation correspondantes.

Il est clair d'après la **figure IV.8** que l'inverse de constantes de temps et la résistance statorique convergent bien vers leurs valeurs de références avec des erreurs pratiquement nulles, ce qui démontre le bon comportement des mécanismes d'adaptation des paramètres.

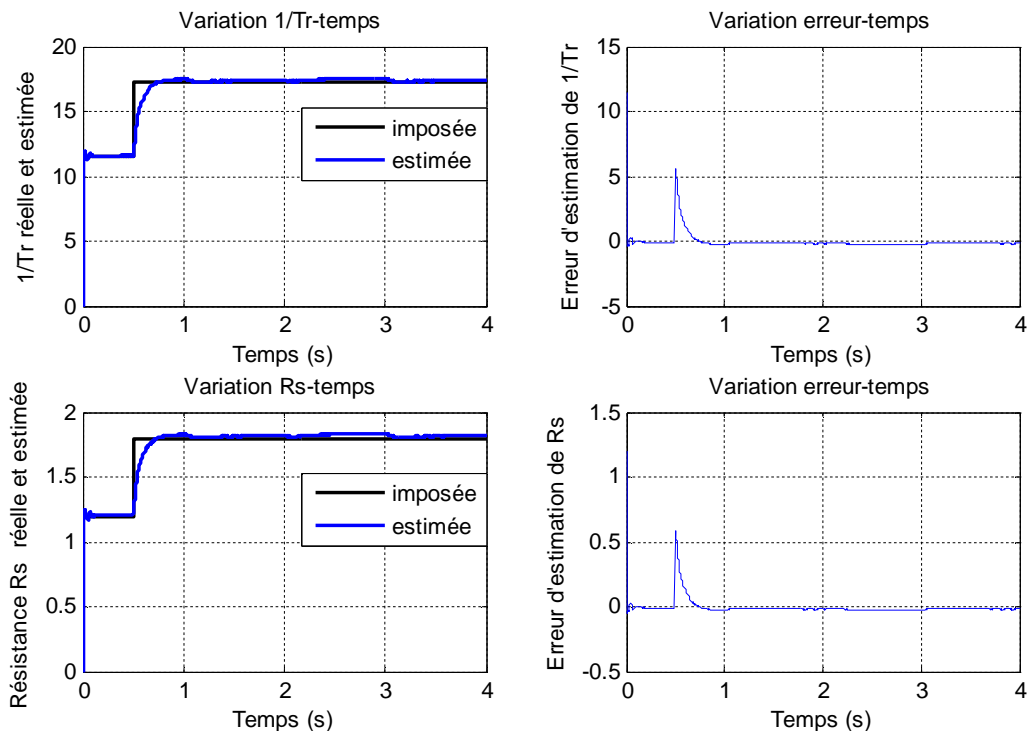


Fig.IV.8 : Résultats de simulation d'estimation simultanée de inverse de la constante de temps rotorique et résistance statorique par filtre de Kalman

La **figure IV.9** montre respectivement l'estimation de la constante de temps rotorique, celle de la résistance statorique et les erreurs d'estimation correspondantes. Il est clair que $1/T_r$ et R_s convergent à les valeurs imposées en régime permanent.

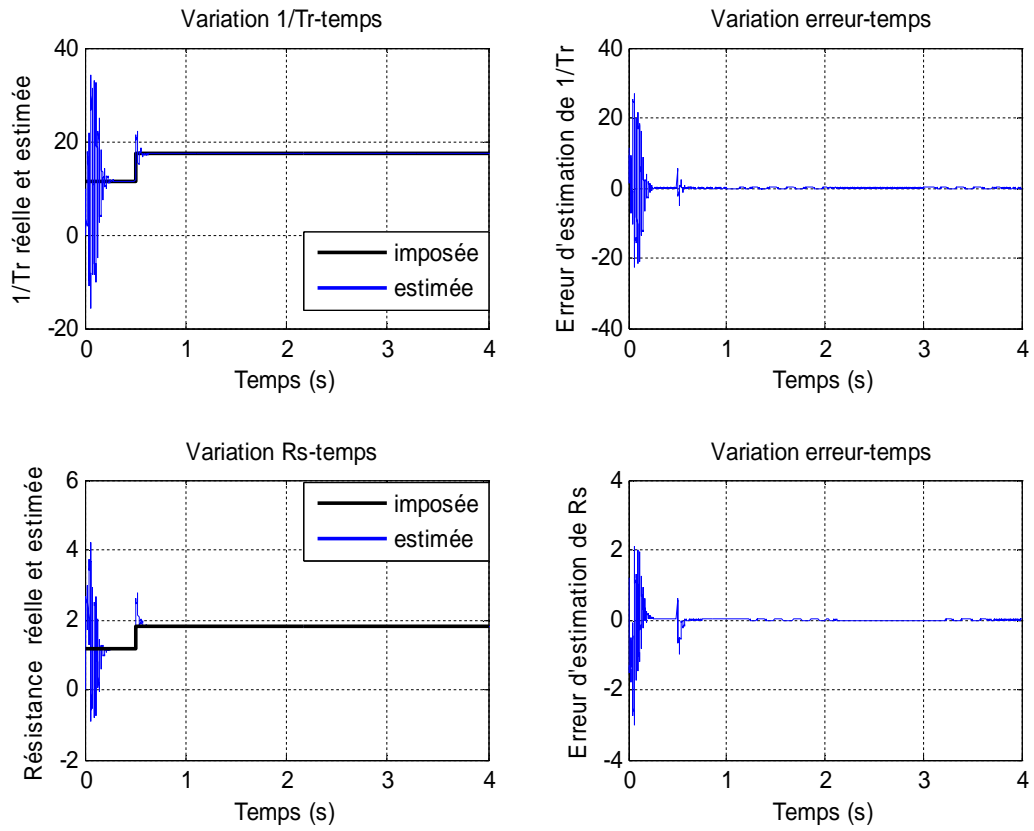


Fig.IV.9 : Résultats de simulation d'estimation simultanée de inverse de la constante de temps rotorique et résistance statorique par observateur MRAS

IV.4. Résultats de simulation et interprétations

Pour tester les performances de la commande vectorielle indirecte avec adaptation de la constante de temps rotorique munie des estimateurs *MRAS* basés sur le flux rotorique, observateur de *Luenberger* et filtre de *Kalman* étendu.

Le moteur asynchrone est chargé à sa valeur nominale et commande vectoriellement par orientation de flux rotorique .Au début de la simulation, le moteur tourne à la vitesse de 100rad/s , avec la valeur nominale de la constante de temps rotorique ,a t=1s on applique un échelon de 50% de $1/T_r$ et a l'instant t=2s , $1/T_r$ augmentée à nouveau à une valeur de 22.97 1/s

Les **figures IV.10, IV.11 et IV.12** exposent les performances de la commande vectorielle pour cette variation paramétrique avec estimation simultanée de l'inverse de la constante rotorique réelle et sa valeur nominale utilisées dans l'algorithme de la commande, la vitesse et la consigne de vitesse, les composantes du flux rotoriques dans le repère (dq), le couple, le rapport couple/courant C_e/I_{qs} .

D'après Les **figures IV.10a, IV.11a et IV.12a** nous pouvons constater qu'une augmentation de l'inverse de la constante de temps rotorique entraîne une augmentation du courant statorique et du flux rotorique, le rapport couple/courant (C_e/I_{qs}) n'est plus maximale pour une charge donne. Le découplage entre flux et le couple est donc perdu. La commande vectorielle est par conséquent affectée. L'augmentation de flux rotorique avec $1/T_r$ n'est pas souhaitable pour la commande vectorielle ou nous cherchons à imposer un flux constant.

Ce phénomène entraîne une saturation supplémentaire du flux de la machine et une augmentation des pertes fer ce qui conduit a une diminution de rendement de la machine et d'augmenter son échauffement.

En observeront les résultats présentes sur Les **figures IV.10b, IV.11b et IV.12b** nous constatons que l'adaptation de $1/T_r$ dans le bloc de l'autopilotage permet de maintenir le découplage approximant la valeur de la constante de temps réelle. Il est clair que le découplage est rétabli rapidement et le flux rotorique suit exactement sa référence dans les régimes dynamiques établis.

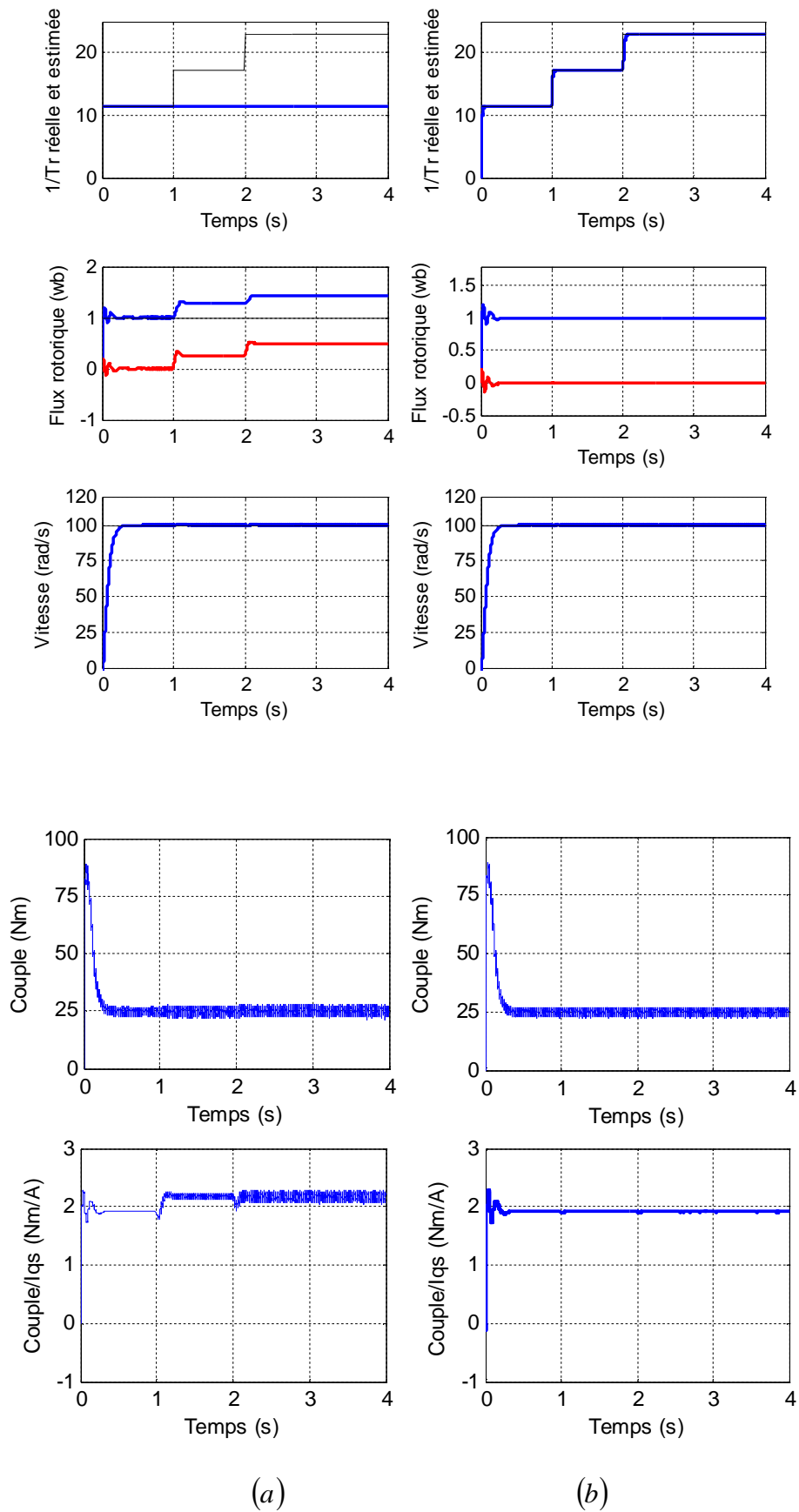


Fig.IV.10 : Performances de la commande vectorielle indirecte (CVI) avec MRAS
 a) sans adaptation de $1/T_r$ b) avec adaptation de $1/T_r$

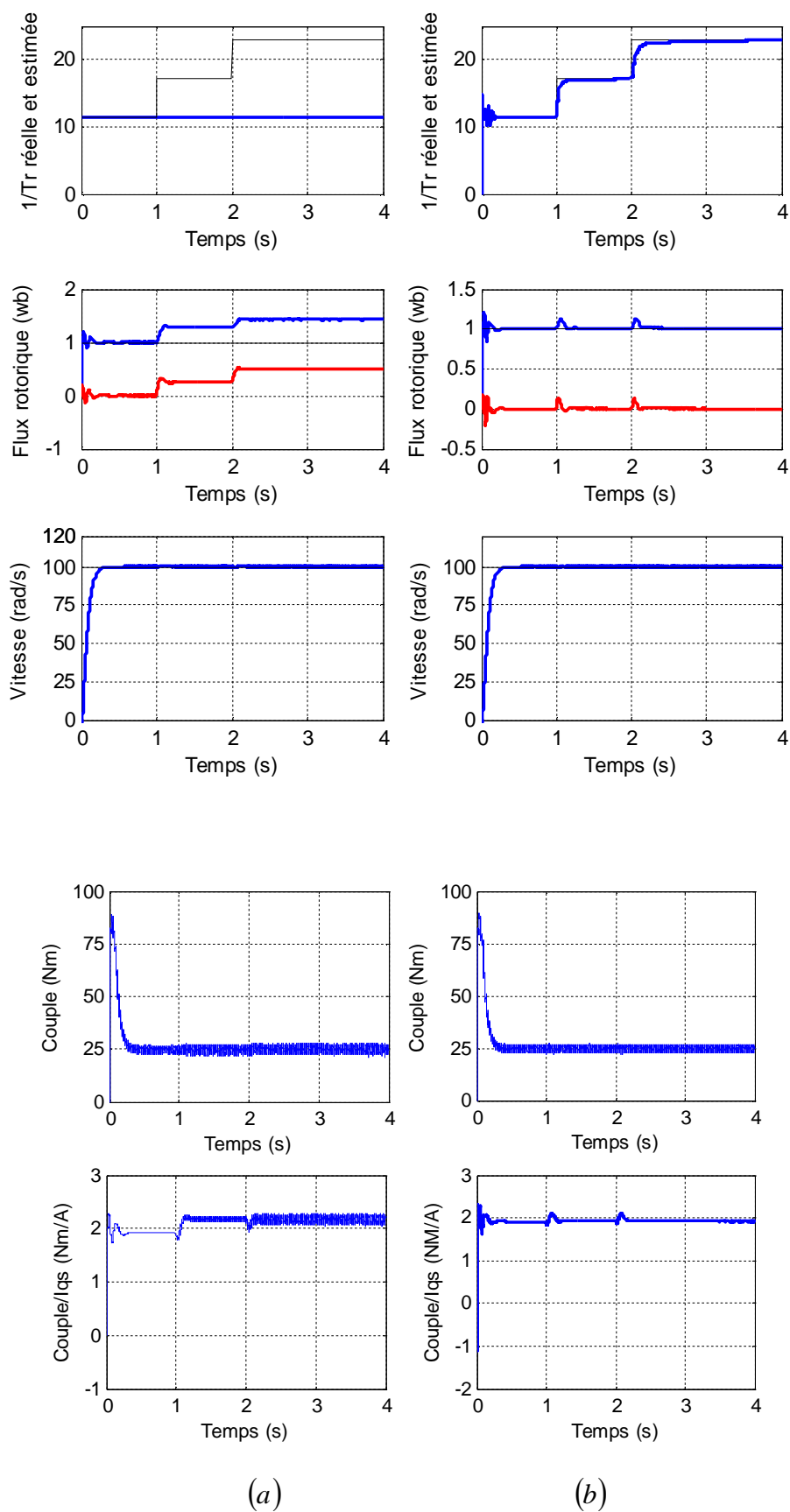


Fig.IV.11 : Performances de la commande vectorielle indirecte (CVI) avec observateur
 a) sans adaptation de $1/T_r$ b) avec adaptation de $1/T_r$

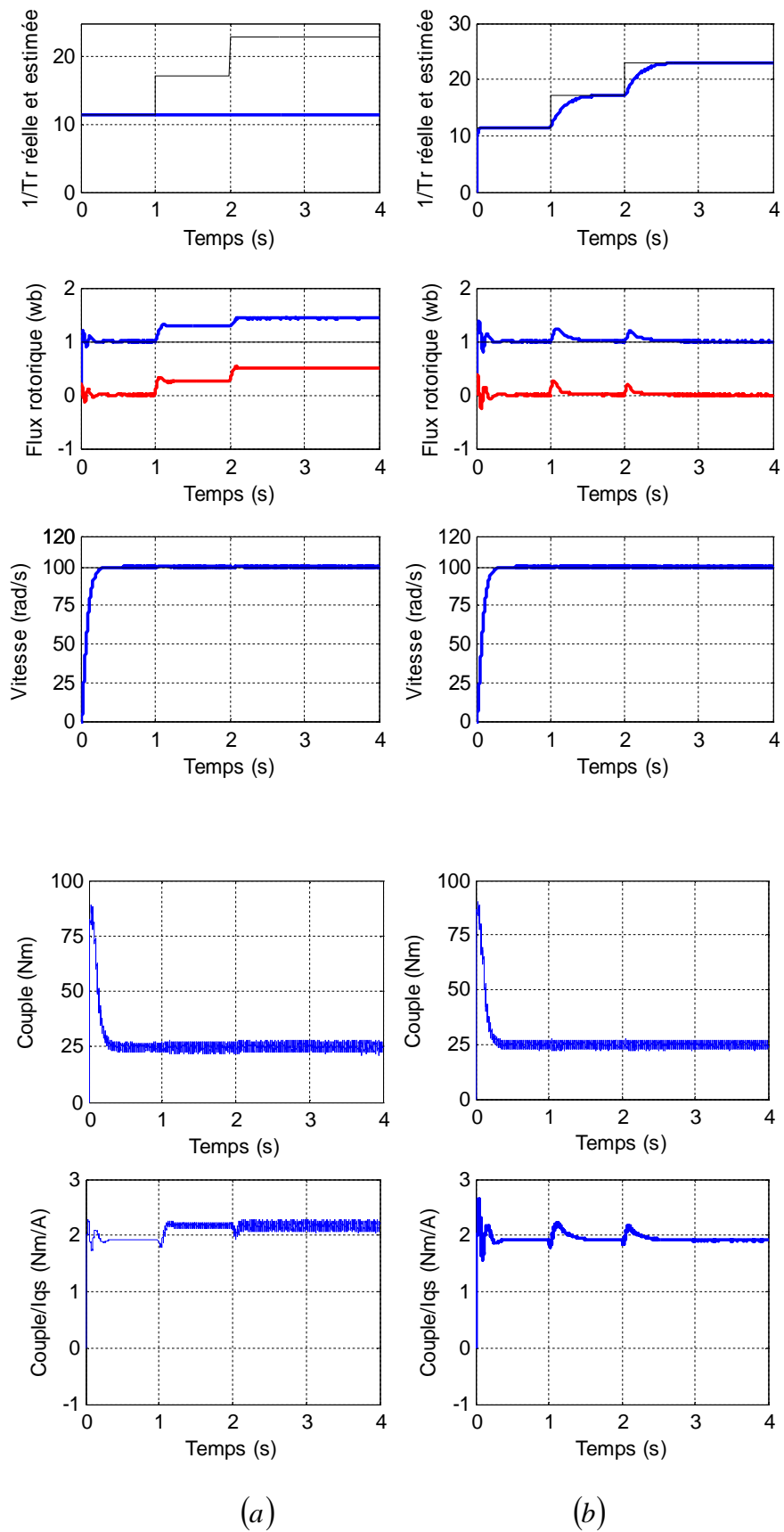


Fig.IV.12 : Performances de la commande vectorielle indirecte (CVI) avec filtre de kalman
 a) sans adaptation de $1/T_r$ b) avec adaptation de $1/T_r$

IV.5. Validations expérimentales

Cette partie est consacrée à la validation expérimentale de la procédure d'estimation proposée précédemment. Nous exposons à la section (IV.5.1) la description générale du banc d'essai expérimentale.

IV.5.1. Description du banc d'essai

Banc d'essai expérimental, **figure VI.14**, est constitué :

- Un moteur à induction de 0.9KW à cage
- Un Onduleur de tension
- Une carte dSPACE DS1103
- tachy génératrice
- Une carte de mesure des tensions et des courants (capteur de tension et capteur de courant)

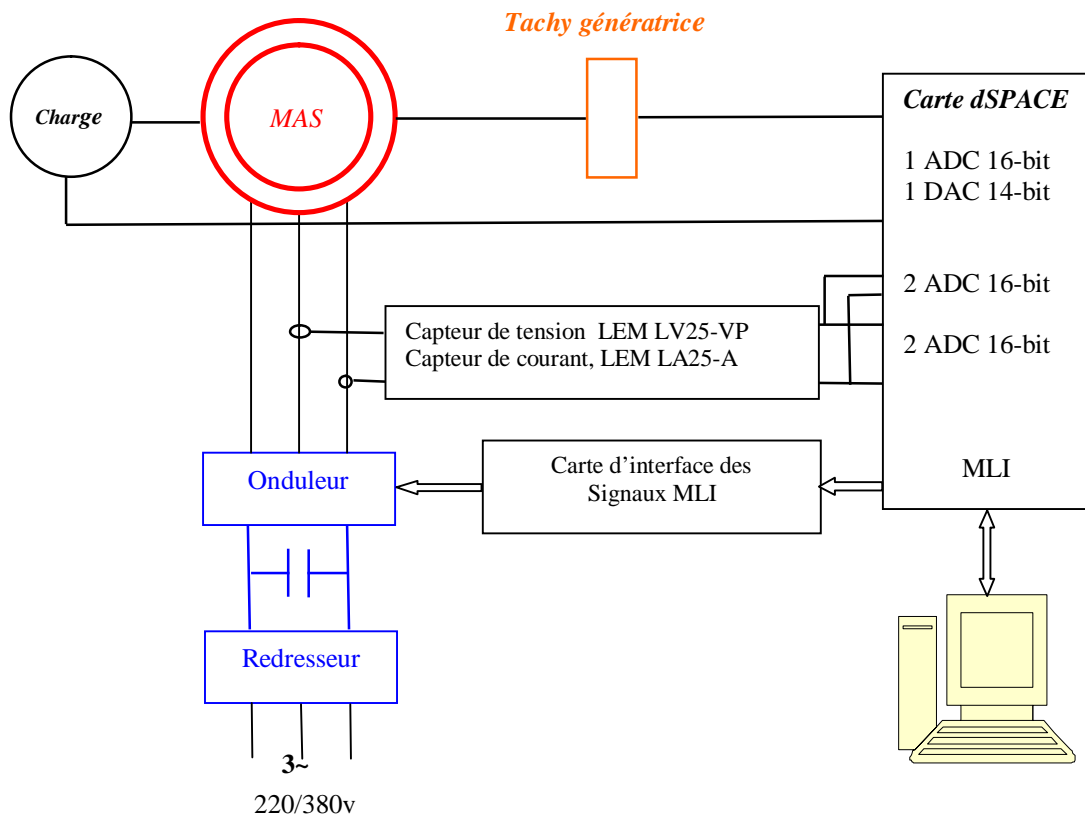


Fig.VI.14 : Schéma général du banc expérimental.

- **Machine à induction utilisée**

Nous présentons ci-dessous les caractéristiques de la machine utilisée dans les expériences :

Paire de pôles	$p = 2$
Tension nominale	$U_n = 220/380v$
Courant statorique nominale	$I_n = 2.7A$
Couple nominale	$C_n = 5.15Nm$
Fréquence nominale	$f_n = 50Hz$
Vitesse de rotation nominale	$N = 1400tr / min$
Coefficient d'inertie	$J_m = 0.0035Kg.m^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_m = 0.001Kg.m^2$
Résistance statorique	$R_s = 12.75\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 5.1498\Omega$
Inductance cyclique statorique	$L_s = 0.43H$
Inductance cyclique rotorique	$L_r = 0.4331H$
Coefficient de dispersion	$\sigma = 0.1322$

- **Onduleur**

L'onduleur de tension est basé sur IGBT alimenté par une tension continue 400v.

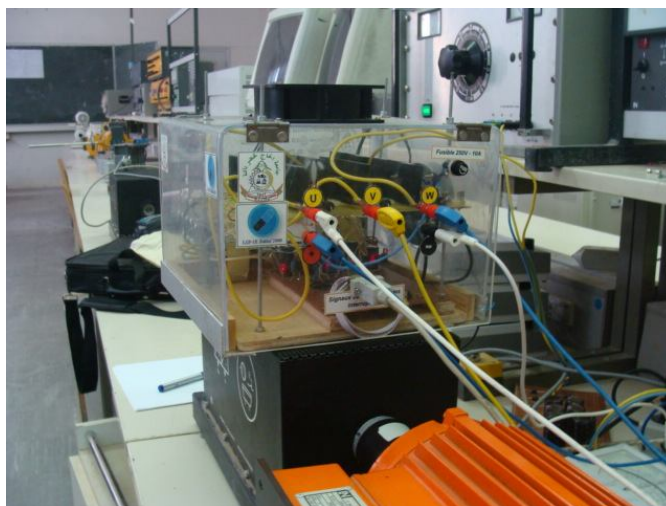


Fig.IV.15 : Photographie de l'onduleur.

- **Carte dSPACE**

Le dSPACE 1103 est un système électronique conçu entre autre pour développer des systèmes de commande en temps réel. Le temps réel permet d'une part de faire l'acquisition des mesures nécessaires et d'autre part d'élaborer la commande et piloter le convertisseur de puissance.

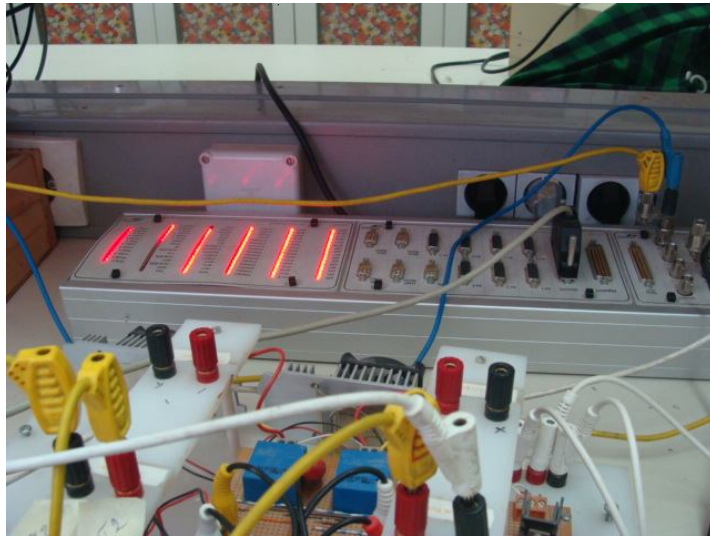


Fig.IV.16 : Photographie de panneau de connexion.

- **La charge**

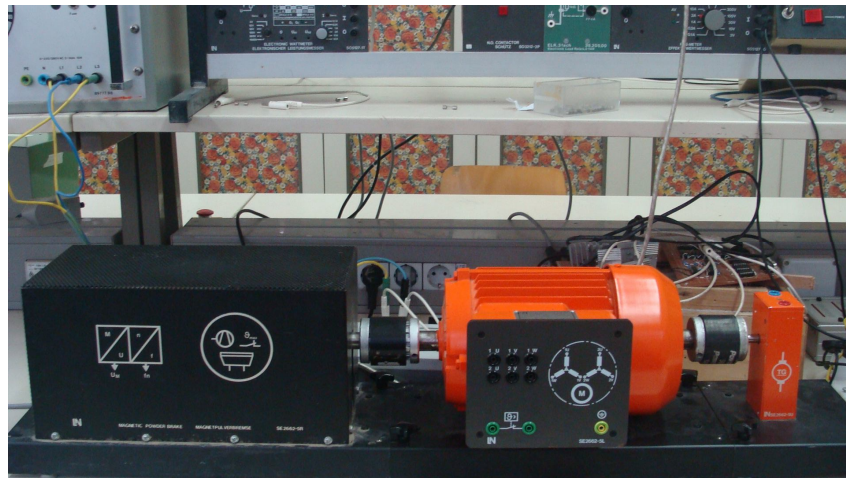


Fig.VI.17 : Photographie de l'ensemble (machine, charge).

IV.5.2 Résultats d'essais expérimentaux

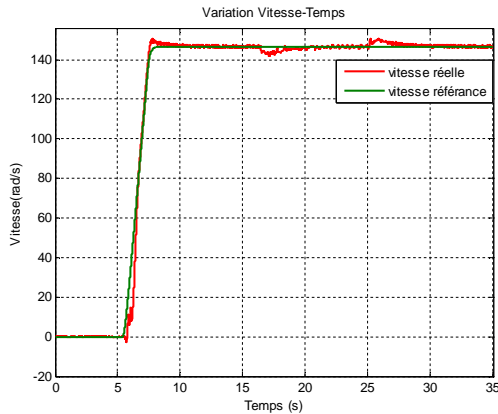
- **Implantation de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction**

Les conditions de la réalisation de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction sont les suivantes :

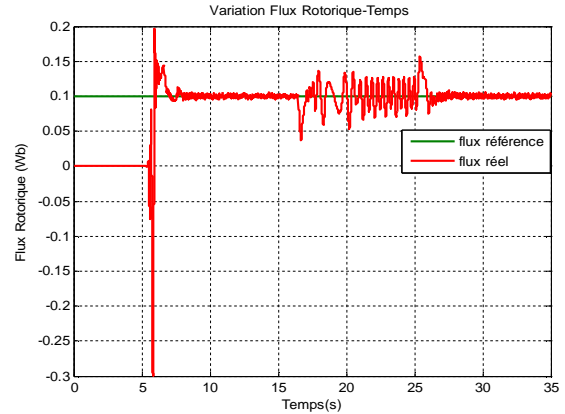
- Consigne à rampe de vitesse : $\Omega = 146.53 \text{ rad / s}$
- Consigne du flux $\Phi_r = 0.1 \text{ Wb}$

La **figure IV.18a** donne la vitesse, le flux, les courants. Un couple résistant est imposé entre $t=17s$ et $t=25s$, après la machine est déchargée. En **figure VI.18b** un zoom est effectué pour montrer le rejet de la perturbation du couple de charge.

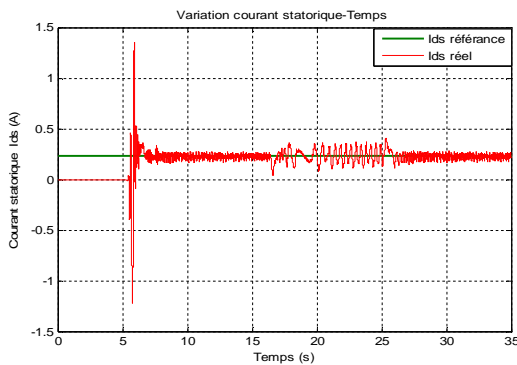
La composant de courant I_{ds} est l'image du flux est très peu perturbé pendant l'application de la charge. Le courant I_{qs} suit leur référence et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de (CVI) face à des larges variations du couple. Le fortement totale du système a du être affectée ce qui explique l'apparition d'un couple résistance additionnel



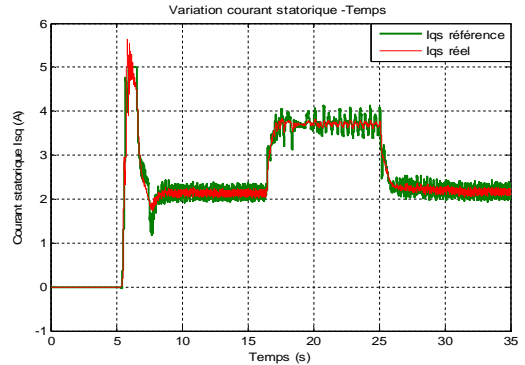
Vitesse référence, vitesse réelle.



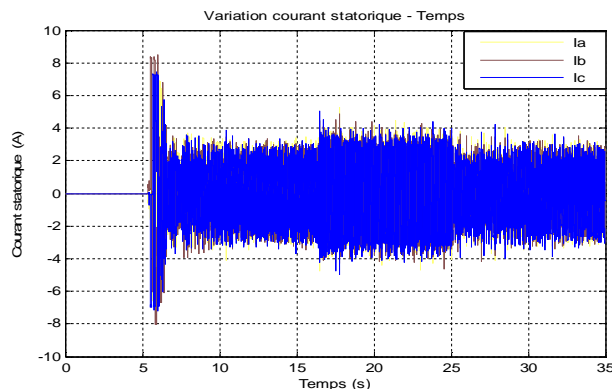
Flux référence, flux réel.



Courant I_{ds} référence, courant I_{ds} réel.



Courant I_{qs} référence, courant I_{qs} réel.



Courants des phases statoriques réels.

(a)

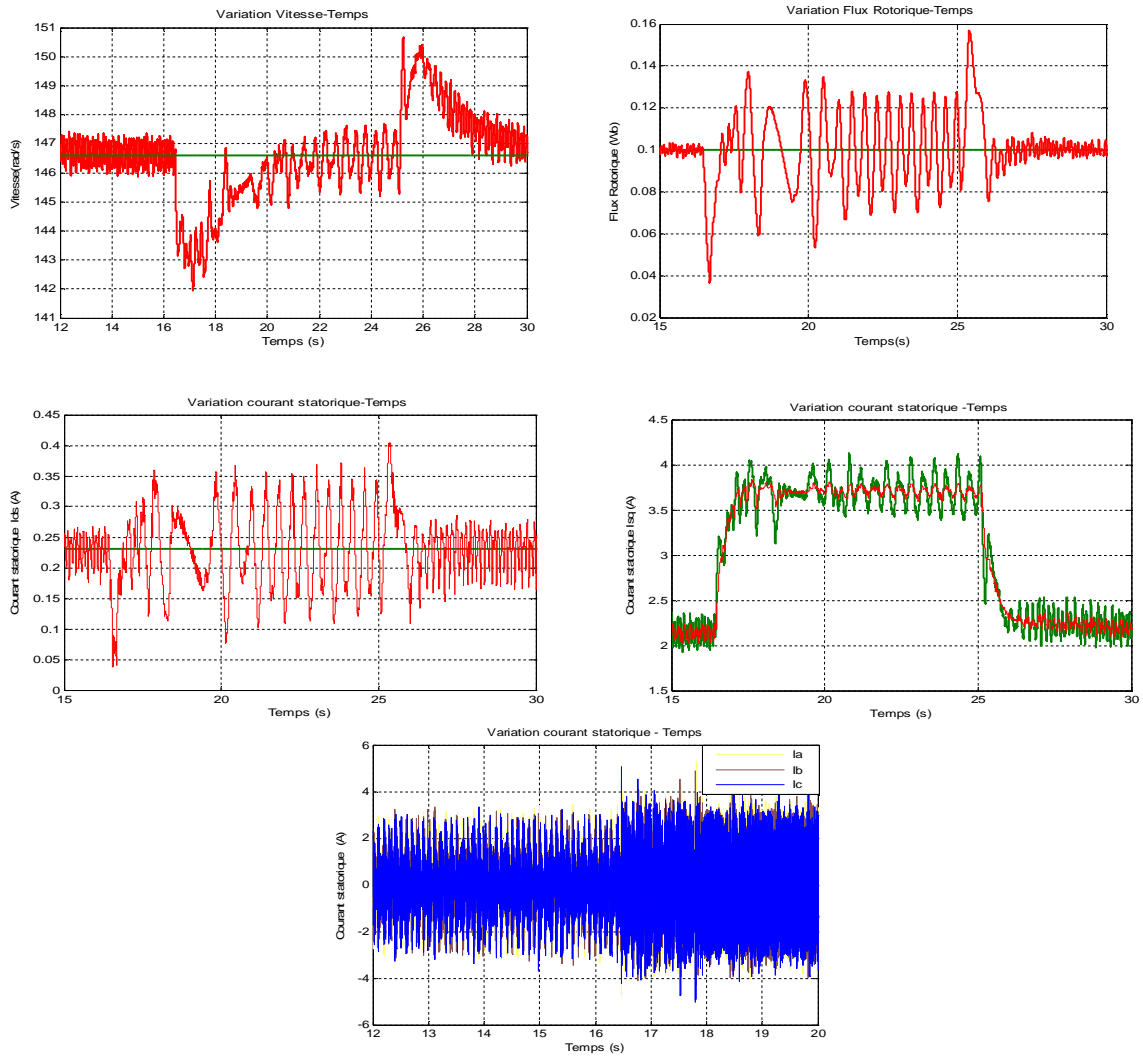


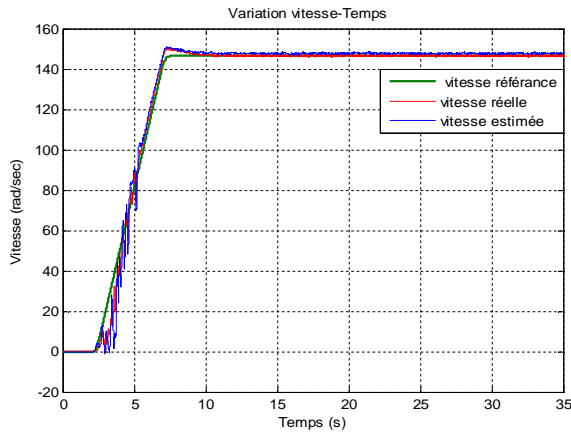
Fig.IV.18 : (a) Résultats expérimentaux de la (CVI).
(b) Zoom effectué sur les mêmes données.

- **Implantation de la commande vectorielle indirecte de la machine à induction sans capteur de vitesse**

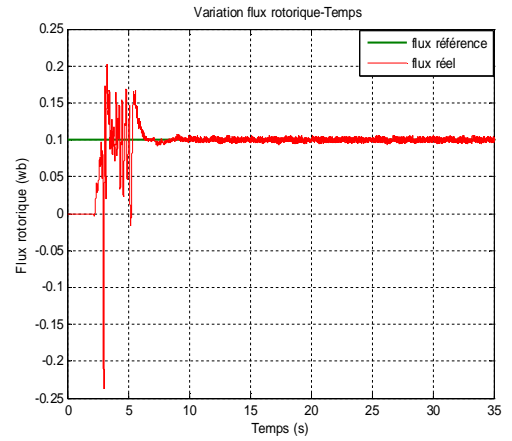
Les conditions de la réalisation de la CVI de la machine à induction sans capteur de vitesse basée sur observateur de *Luenberger* adaptatif sont les suivantes :

- Consigne à rampe de vitesse : $\Omega = 146.53 \text{ rad} / \text{s}$
- Consigne du flux $\Phi_r = 0.1 \text{ Wb}$

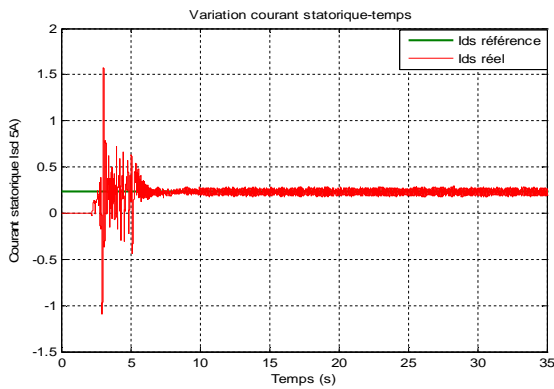
A partir des résultats expérimentaux de la **figure IV.19** on constate que le flux et la vitesse estimés par l'observateur de *Luenberger* adaptatif suivent l'évolution du flux et de la vitesse réelle du moteur. Donc, cet observateur présente de bonnes performances du point de vue précision.



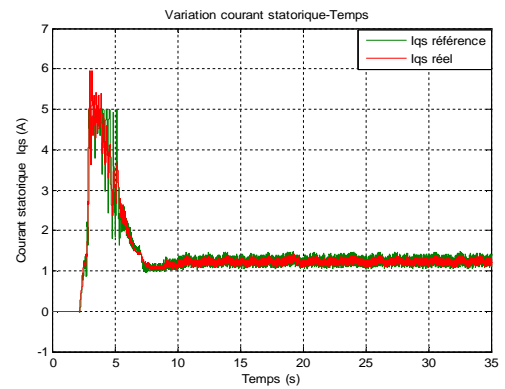
Vitesse de référence, vitesse réelle et estimée.



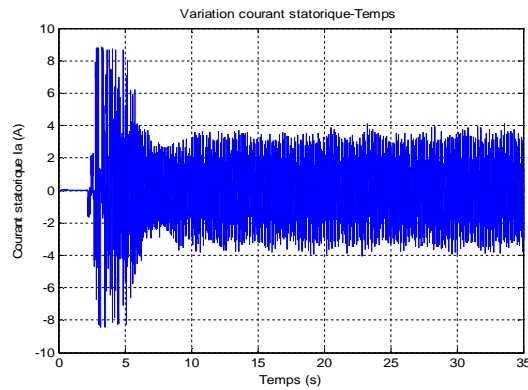
Flux référence, flux réel.



Courant I_{ds} référence, courant I_{ds} réel.



Courant I_{qs} référence, courant I_{qs} réel.



Courant de phase I_a statorique réel.

Fig.VI.19 : Résultats expérimentaux de la (CVI) sans capteur de vitesse basée sur observateur de Luenberger adaptatif.

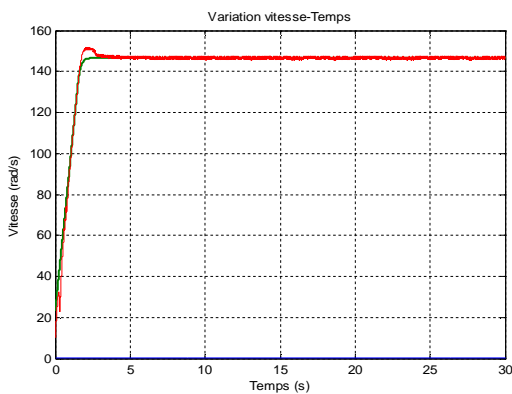
- **Estimation en temps réel de la constante de temps statorique et rotorique**

La méthode repose sur l'utilisation d'un observateur de *Luenberger* adaptatif pour l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique et la constante de temps statorique du moteur asynchrone.

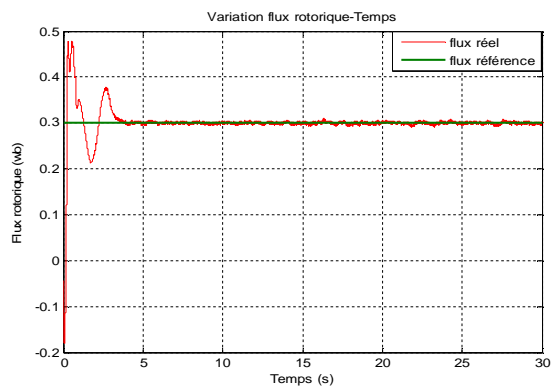
Afin de tester expérimentalement l'observateur, on procède au test suivant :

La référence de vitesse est de 146.53 rad/s , le flux maintenu constante $\Phi_r = 0.3 \text{ Wb}$

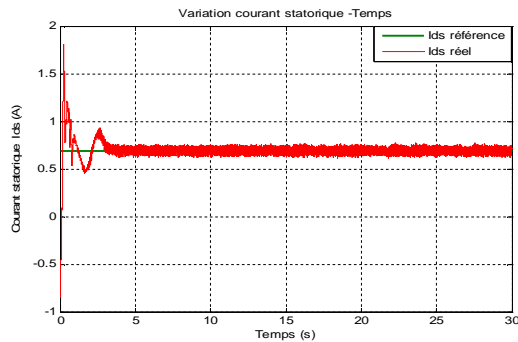
La **figure IV.20** montre l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique et statorique. Il est clair que les inverses des constantes de temps convergent bien vers leurs valeurs de références en régime permanent.



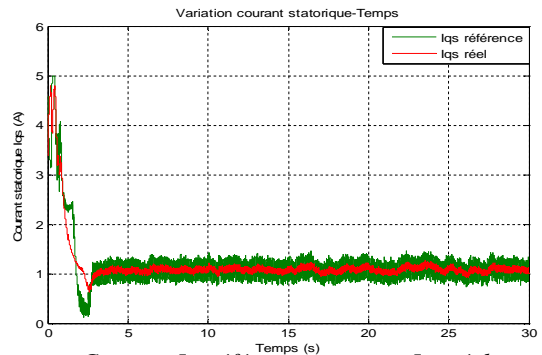
Vitesse de référence, vitesse réelle.



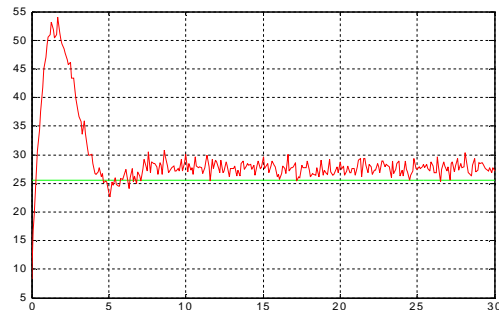
Flux référence, flux réel.



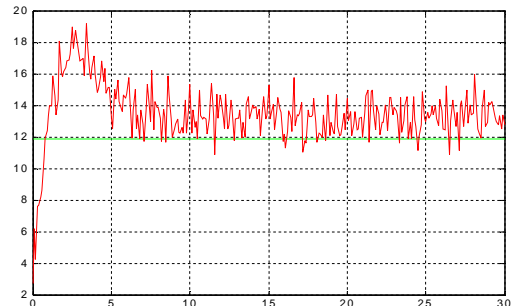
Courant I_{ds} référence, courant I_{ds} réel.



Courant I_{qs} référence, courant I_{qs} réel.



$1/T_s$ Réelle et estimée.



$1/T_r$ Réelle et estimée.

Fig.IV.20 : Résultats expérimentaux d'estimation simultanée des inverses de la constante de temps rotorique et statorique

Conclusion

L'analyse de l'influence des variations des paramètres sur la commande effectuée dans le début de ce chapitre, a montré que le paramètre le plus important pour la commande vectorielle indirecte est la constante de temps du rotor.

Les courants statoriques sont cependant plus élevés quand la constante de temps rotorique utilisée dans l'algorithme de la commande diffère de la constante de temps rotorique réelle de la machine.

Nous avons alors proposé l'estimation de cette constante de temps en utilisant trois approches à savoir, estimateur *MRAS*, observateur de *Luenberger*, filtre de *Kalman*.

Cette constante de temps estimée va d'être utilisée dans l'algorithme de commande pour assurer son fonctionnement optimal.

Nous pouvons confirmer que l'estimation de la constante de temps rotorique en temps réel nous permet d'obtenir une commande vectorielle performante où il y a un découplage parfait entre le couple et le flux [Min 97].

Les résultats obtenus ont démontré, la fiabilité des trois approches proposées du point de vue de la convergence et de la précision. L'estimation en temps réel de la constante de temps permet de rendre les régulateurs plus robustes. Le temps de calcul, la stabilité et la convergence sont des facteurs, à prendre en compte dans le choix de telles stratégie de commande. L'analyse des résultats expérimentaux obtenus vérifie la capacité de découplage de la commande vectorielle indirecte lorsque le flux est maintenu constante.

Les résultats des testes expérimentaux confirment le bon comportement des mécanismes d'adaptation des paramètres de type $\left(1/T_r \text{ et } 1/T_s\right)$ en régime permanent.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'adaptation de l'état et des paramètres du moteur à induction en vue d'améliorer la performance de commande vectorielle par orientation du flux rotorique (*IFOC*)

Nous avons présenté en premier lieu, le modèle mathématique de la machine à induction dans le repère de *Park* associé à un onduleur de tension suivie par une représentation d'état de modèle de la machine.

La structure de contrôle considérée est une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (*IFOC*). Ensuite nous avons présentée les résultats de simulations de la commande vectorielle indirecte montrant de très hautes performances.

Cependant, cette structure dépend fortement de la variation des paramètres de la machine à induction provoquant la dégradation des performances de la commande.

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine à induction.

Pour améliorer les performances, des techniques d'estimation de la vitesse ont été présentées.

Nous avons proposé trois approches à savoir estimation basée sur système adaptatif de modèle de référence (*MRAS*), observateur de type *Luenberger* adaptatif ou filtre de *Kalman* étendu.

L'étude théorique a fait l'objet d'une validation par simulation numérique dans l'environnement *SIMULINK*. Les performances obtenues montrent l'efficacité des approches proposées. Le comportement du système d'entraînement a été vérifié par des tests de robustesse.

Pour une commande vectorielle, les paramètres de la machine à induction doivent être connus assez précisément, par contre les effets séparés ou simultanés des phénomènes inhérents au fonctionnement propre de la machine à induction tel que la température, la saturation et l'effet de peau engendrent des variations paramétriques qui provoquent la dégradation des performances du système d'entraînement.

Nous avons donné un aperçu théorique sur les variations des paramètres en régime permanent, suite à cette étude, on conclut que les incertitudes sur les paramètres de la machine à induction présentent un problème du point de vue de la commande.

Pour pallier ce problème, nous avons proposé des techniques d'estimations en temps réel des paramètres de la machine.

L'étude porte sur trois approches :

- Un estimateur basé sur système adaptatif avec modèle de référence (*MRAS*)
- Un observateur de type *Luenberger* avec des dispositifs d'adaptation des constantes de temps « $(1/T_r \text{ et } 1/T_s)$ »
- Un filtre de *Kalman* étendu à la constante de temps rotorique.

Après, on analyse ces approches dans le cadre de la commande (*IFOC*) de la machine à induction. Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse de la commande face aux variations paramétriques. Les performances de la commande vectorielle ont été conformées à partir des résultats expérimentaux.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose

- l'utilisation des régulateurs de l'intelligence artificielle à savoir, la logique floue et les réseaux de neurones au lieu des régulateurs classiques *PI*, pour augmenter les performances de la commande vectorielle.
- l'adaptation de la mutuelle *M* dans le bloc d'autopilotage de la commande pour l'amélioration en plus la robustesse.

Annexe

Paramètres de la Machine à induction utilisés (Simulation)

Paramètres électriques

$R_s = 1.2\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 1.8\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.1568H$	Inductance du stator
$L_r = 0.1568H$	Inductance du rotor
$M = 0.15H$	Inductance mutuelle
$P = 4KW$	Puissance électrique
$V_s = 220/380V$	Tension du stator

Paramètres mécaniques

$J_m = 0.07kgm^2$	Moment d'inertie
$f_m = 0.0SI$	Coefficient de frottement

Paramètres électromagnétiques

$C_e = 25Nm$	Couple électromagnétique
--------------	--------------------------

Bibliographie

- [Alz 99] D.Alazrd, A. « Robustesse et commande optimale. » Cépadués edition paris 1999.
- [Bla 72] F.Blaschke, «The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. »Siemens Rev., Vol .34, pp. 217-220, 1972.
- [Bar 82] F.Barret, « Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques. » collection des études de recherches Edition Eyrolles, Paris 1982.
- [Bas 89] B.K.Base, «Power Electronics and AC drives. », Prentice, Hall, Englewood, new jersey, 1989.
- [Bru 91] B.J.Brunsbach, G.Henneberger, T.Klepsch, «Realization of a sensorless field-oriented controlled drive with an induction motor with a Kalman filter. »In Proc.PCIM Conf., pp. 53-64, 1991
- [Bou94] M.Boussak, « Régimes transitoires des Machines électriques. »Ecole Supérieure d'Ingénieurs de Marseille, Version 2.0, Juillet 1994.
- [Ben 98] A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [Bag 99] L.Baghli, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques. » Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.
- [Bom 01] T.Boumagoura, «Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d'observateurs en Vue du Diagnostic.» Thèse de doctorat, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [Bra 02] A.Braham, « Induction motor: analysis and torque control. », Aspringer, 2002
- [Bag 04] L.Baghli, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Cours de commande IUFM de Lorraine UHP, 03/04.
- [Can 00-1] C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC.» Edition Hermes Science Europe 2000.
- [Can 00-2] C.Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs.» Edition Hermes Science Europe 2000.
- [Cho 02] S.Chaouch, S.M.S.Nait, « 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.

- [Cha 04] S. Chavez Velazquez, R.Alejos Palomares, A.Nava Segura, « Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter. » *Electronics, Communications and Computers, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.*
- [Cho 05] S.Chaouch, « Commande vectorielle d'une machine a induction sans capteur de vitesse. » *Thèse de doctorat université. Batna, algerie, Décembre 2005.*
- [Du 94] T.Du, P .Vas, A. F.Stronach, M.A Brdys, «Application of kalman filters and extended luenberger observers in induction motor drive.» in *Proc.EPE'95,sevilla,spain,1994, pp.3.045-3.049.*
- [Dam 08] S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holtz» *Thèse, de Magister Univ. Batna, 2008.*
- [Gab 80] R.Gabriel, W.léonard, C.Norbdy, « field Oriented control of a standard AC using microprocessors » *IEEE Trans. IA, Vol.16, no.2, pp.186-192, 1980.*
- [Gre 96] G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» *Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles paris 1996.*
- [Gre 97] G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» *Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 1997.*
- [Gar 98] G.Garcia soto, « Etude et mise en oeuvre d'estimations et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine a induction a cage commandée vectoriellement. » *Thèse de doctorat université. paris XI, France, 05 Oct 1998.*
- [Gab 00] R.Gabriel, W.léonard, C.Norbdy, « field Oriented control of a standard AC using microprocessors » *IEEE Transactions on Industry Applications, IA 16.173-8, pp.173-178.*
- [Gre 00] G.Grellet, G.Clerc, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» *Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.*
- [Ho 88] E.Y.Y.Ho, P.C.Sen, « decoupling control of induction Motor Drives» *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, N°02, May.1988, PP.253-262.*
- [Hol 93] J.Holtz, «sensorless position control of induction motors –an emerging technology. » in *Proc.IECON'98, August31-sptember 4 1993, Aachen,Germany, pp. 11-112.*
- [Hau 95] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. » *Edition TECHNIP, Paris 1995.*
- [Hur 96] K.D.Hurt,T.G.Habetler, « Speed sensorless measurement using current harmonics spectral estimation in induction machine drives . »*IEEE Trans. on Power. Electronics, Vol .11, pp. 66-73, Jan 1996.*
- [Heb 97] B.Heber, L.Xu, Y.Tang, « Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field Oriented induction machine drive» *IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, no.5, September.1997, pp.772-778.*
- [Has 04] EL.Hassan, E.v.Westerholt, X.Roboam,B.de Fornel,« Comparison of different state models in direct torsque control of induction machines operting without speed sensor. »*In Conf.Rec.IEEE Industry Applications Conference, Vol.3, pp.1345-1352, 2004.*

- [Ila 94] C.Ilas,A.Bettini,L.Ferraris,G.Griva,F.Profumo, «Comparison of differents schemes without shaft sensors for field oriented control drives.» in Proc.IECON'94, pp.1579-1588.
- [Ima 05] K.Imarazene, E.M.Berkouk,H.chekireb « application des réseaux de neurones à la commandé par élimination d'harmoniques des onduleurs multi niveaux » mémoire de magister juin 2005, ENPEL-harrach, alger,algerie.
- [Jon 93] P.L.Jonson,R.D.Lorent,D.W.Novotny « Observer-based direct filed orientation ,analysis and comparison of alternative methods . »IEEE Trans. on Industrial. Applications, Vol .30, N°4, pp. 945-953, 1993.
- [Jen 97] F.Jeng Lin and H.Su.Ming, « A High-performances induction motor drive with on-line rotor time-constant estimation. »IEEE trans.Eng Conver Ind, IEE transaction.,Vol .12 ,no 4, pp. 297-303, Dec 1997.
- [Jeh 00] M.Jeh and Jan, A.Melkebeek, « Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. »IEEE transactions of industry appl, Vol .36, no 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [Kim 92] Y.R.Kim, S.K.Sul, M.H .Park, «Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter. »In Proc. IEEE Ind.Appl.Ann.Meeting, pp. 594-599, 1992
- [Kub 92] H.Kubota,K.Metsuse, « Robust field oriented induction motor drives based on disturbance torque estimation without rotational transducers. » Proceeding of IEEE-IAS Annual Meeting., 1992, Vol.1, pp 558-562.
- [Kub 93] H.Kubota,K.MatsuseT.Nakano,«Dsp-based speed adaptative flux observer of induction machine motor.»IEEE transactions of Ind.Appl. , Vol .29, pp. 334-348, Mar/ Apr 1993.
- [Kub 94] H.Kubota, «Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. » IEEE trans.Ind app.Vol.30, no.5, pp 1219-1224, September 1994.
- [Kel 95] A.Kelemen,T.Pana,«Simultaneous speed and rotor resistance estimation for sensorless voctor-controlled induction motor drives.»Proceeding of Intelligent motion, pp., 523-530 june 1995.
- [Kub 99] H.Kubota,Y.Kataoka,H.Ohta,K.Matsuse,«Sensorless controlled induction machine drives with fast stator voltage offset compensation.»IEEE Power Electronics, 1999.
- [Kub 01] H.Kubota,I.Sato,Y.Tamura,K.Matsuse ,H.Ohta,Y.Hori,«Stable operation of adaptive observer based sensorless induction motor drives in regenerating mode at low speeds. » IEEE Power Electronics, 2001.
- [Khe 07] A.Khaldoun.,« Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur Asynchrone Contrôle par la Méthode à Flux Oriente, Thèse, de doctorat Université de Boumerdès, 2007.
- [Lac 94] G.Lacroux, «Les actionneurs électriques pour la robotique et les servissements » Technique et documentation lavoisier, 1994.
- [Lin 96] F.J.Lin, « Robust speed controlled induction motor drive using EKF and RLS estimators. »IEE proc-Electro. Power applications, Vol .143, no 3, May 1996.
- [Lee 98] C.M.Lee,C.L.Chen, « Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors . »IEE Proc-Contr. Theory applications, Vol .145, pp. 359-363, May 1998.

- [Min 97] T.C.Minth, « *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue.* » Thèse de doctorat, Université Laval, Québec, décembre 1997.
- [Mor 05] F.Morand, « *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones.* » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, France, 07 janvier 2005.
- [Nai 04] M-S. Nait-Said, N. Nait-Said, *Modélisation Vectorielle d'une Machine a Courant Alternatif Triphasée ET Symétrique.* Cours, Université de Batna, Avril 2004.
- [Pen 93] F.-Z.Peng, T.Fukao, « *Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors.* » *Proceeding of IEEE.IAS Annual Meeting.* 1993, pp 419-426.
- [Pie 93] M.P.Pietrazak.David, X.Roboam, « *Contraintes Spécifiques du Contrôle Vectoriel : description, effets, dégradation des performances.* » *Actes du GDR sur la Conception de dispositifs et systèmes électrotechniques,* Toulouse, 1993.
- [Pen 02] R.Pena Eguiluz, « *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire.* » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [Sug 87] H.Sugimoto,S.Tamai, « *Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics .* » *IEEE transactions of industry,* Vol .23, no 2, pp. 613-620, March- April 1987.
- [Sha 89] Shauder, C., « *Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers.* » in *Proc.IEEE IAS Ann.Mtg.,* 1989, pp. 493-499.
- [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.
- [Shi 98] S.Shing perng, Y.Shin Lai, C .Huan Liu, « *sensorless vector controller for induction motor with parameter identification.* » *Proceeding of IEEE IECON'93 conference, Germany,* pp. 1008-1013, August 1998
- [Sch 01] Scherer.C.W, « *LPV control and full block multipliers.* » *Automatica,*37: 361-375,2001.
- [Shi 02] K.L Shi, T.F .Chan, Y.K .Wong, S.L .Ho, « *Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter.* » *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* Vol. 49, Issue, Feb 2002.
- [Sma 02] S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet, « *Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse.* » *Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.*
- [Taj 91] H.Tajima, Y.Hori, « *Speed sensorless field orientation control of induction machine.* » in *Conference Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 385-391, 1991.*
- [Tam 97] S.Tamai, H.Sugimoto,M.Yano, « *Speed sensorless vector control of induction machine with model reference adaptive system.* » *Proceeding of IEEE.IAS Annual Meeting.,* 1997, pp 189-195.
- [Tay 97] J.Al.Yayie, P.Acarnley, « *Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm.* » *IEE Proc.Electr.Power App., Vol.144, pp. 301-309, Sep 1997.*
- [Tan 01] K.Tangbaek, « *Linear parameter varying control of induction motors.* » *Ph.D. thesis, Department of control engineering, Aalborg university, June 2001, Denmark.*
- [Tai 05] D.Taibi, « *contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position; observateur déterministe de Luenberger et observateurs stochastiques de Kalman.* »

Thèse, de Magister Univ. Batna, Juin 2005.

- [Vas 90] P.Vas, «*Vector control of AC machines.* », Clarendon press, Oxford 1990.
- [Vas 98] P.Vas, «*Sensorless vector and direct torque control.* », Oxford University Press, 1998.
- [Vas 99] P.Vas, «*Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques.* », Oxford University Press, 1999.
- [Vas 03] V.Vasié,S.N.Vukosavic,E.Levi, «*A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives.* » *IEEE transactions on energy conversion*, Vol .18, no 4, pp. 476-483, Dec 2003.
- [Wad 97-1] S.Wade,M.W.Dunnigan, «*Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification .* »*IEEE transactions on power Electronics*, Vol .12, no 3, pp. 495-506, May 1997.
- [Wad 97-2] S.Wade,M.W.Dunnigan, «*Improving the accuracy of the rotor resistance estimate for vector controlled of induction machines .* »*IEE proc-Electro. Power applications*, Vol .144, no 5, pp. 1187-1192, Sept 1997.
- [Yan 93] G.Yang, T.H.Chin, «*Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive*» *IEEE Transactions Ind.App*, Vol.29, Jul1993, pp.820-825.
- [Yah 05] K.Yahia, «*Estimation en ligne de l'état et des parametres du moteur asynchrone triphasé.* » *Thèse, de Magister, Univ. Biskra, 2005.*