

Commande Vectorielle Sans Capteur d'un Moteur Asynchrone Associée à un Observateur de Kubota

K. Negadi^a, A. Mansouri^b, M. Touam^b

^aLaboratoire de l'Énergie et des Systèmes Intelligents, Université de Khemis Miliana, Algeria

^bLaboratory of Automatics and Systems Analysis (L.A.A.S.), Department of Electrical Engineering, E.N.S.E.T. Oran BP 1523 El' M'naouer, Oran, Algeria

Résumé

Cette étude concerne l'observation et la commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique. L'objectif est de proposer une loi de commande sans capteur mécanique utilisant un observateur adaptatif estimant la vitesse, sur la base d'un mécanisme d'adaptation de Kubota. Le but principal est de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant, ce qui va nous permettre de tester et d'évaluer les performances de l'observateur proposé, associé à la commande sans capteur du moteur asynchrone, en ayant comme informations disponibles les courants et les tensions statoriques. L'algorithme proposé consiste en un observateur reconstruisant les composantes du flux rotorique et un mécanisme basé sur un l'algorithme de Kubota, et générant la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse.

Des tests sont effectués et validés par voie expérimentale, les résultats obtenus illustrent de bonnes performances en terme de robustesse, vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et montrent l'excellente qualité de la loi de commande associée à l'observateur, malgré les problèmes d'observabilité lorsque le moteur fonctionne à basse vitesse.

Mots-clés: Moteur à induction, commande vectorielle, observateur adaptatif de Kubota, estimation, robustesse.

Nomenclature

R_s, R_r	Résistance statorique et rotorique (Ω)
L_s, L_r	Inductance statorique et rotorique (H)
L_m	Inductance mutuelle (H)
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
T_r	Constant de temps rotorique
ω_r	Vitesse rotorique angulaire (rad/s)
p_p	Nombre de paires de pôles
f	Coefficient de frottement visqueux (N.m/rad/sec)
J	Moment d'inertie (Kg.m^2)
K_p, K_i	Gains proportionnel et intégral du PI

1. Introduction

Les techniques d'entraînement électriques à vitesse variable, à base de moteurs asynchrones, ont pris une importance considérable dans de nombreuses applications industrielles. La commande vectorielle à flux orienté [1] permet de développer des commandes de hautes performances appropriées à ce type de moteur. Cette stratégie consiste à découpler le couple électromagnétique et le flux, elle garantit de très bons comportements dynamiques et une précision excellente, dans une large gamme de fonctionnement [2-3]. Cependant, la connaissance du flux rotorique, en module et en position, est indispensable, et la plupart des systèmes de commande utilisent un capteur de vitesse, ce qui impose un surcoût, augmente la complexité des commandes, en diminuant la fiabilité. Il devient donc nécessaire de faire appel à des techniques de contrôle et d'observation sans capteur basées sur l'exploitation des propriétés de l'observabilité des systèmes. Les techniques proposées consistent généralement en un observateur d'état munit d'une boucle d'adaptation de la vitesse, la loi d'adaptation étant obtenue par la théorie de la stabilité de Lyapunov [4].

Les performances obtenues sont considérées satisfaisantes pour les grandes et moyennes vitesses, par contre à basses vitesses, des problèmes d'observabilité apparaissent. L'emploi de l'observateur de Kubota permet de générer une loi d'adaptation simple et performante, avec une estimation de la vitesse précise et peu sensible aux variations des paramètres du moteur.

2. Modélisation mathématique du moteur asynchrone

Le modèle mathématique du moteur asynchrone est décrit dans le repère diphasé tournant ($d-q$) par les équations d'états suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} &= \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \\ &= Ax + Bv_s \\ i_z &= Cx \end{aligned} \quad (1)$$

où :

$i_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$ vecteur des courants statoriques d'axes d et q

$\Psi_r = [\Psi_{rd} \ \Psi_{rq}]^T$ vecteur des flux rotoriques d'axes d et q

$v_s = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$ vecteur des tensions statoriques d'axes d et q

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I = a_{r11}I$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r}I - \omega_r J\right) = a_{r12}I + a_{i12}J$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{\tau_r}I = a_{r21}I$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r}I + \omega_r J = a_{r22}I + a_{i22}J$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}I = b_1I$$

$$c = [I \ 0], I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

R_s et R_r Résistance statorique et rotorique

L_s et L_r Inductance statorique et rotorique

L_m Inductance mutuelle

σ Coefficient de dispersion de Blondel définit par : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

T_r Constant de temps rotorique définit par : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

ω_r Vitesse rotorique angulaire

3. Observateur adaptative de Kubota

La structure de l'observateur adaptatif de Kubota est illustrée par la figure 1. Cet observateur utilise le modèle d'état de la machine à induction décrit précédemment dans le référentiel du stator et ayant comme vecteur d'état les vecteurs flux rotoriques et les courants statoriques [5].

Moteur:

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (2)$$

$$i_s = C \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

Observateur:

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i_s - \hat{i}_s) \quad (4)$$

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \quad (5)$$

En posant : $e = x - \hat{x}$, l'erreur d'estimation entre le modèle et son observateur différence entre (2, 3) et (4, 5). L'équation d'état de l'erreur est déduite :

$$\frac{d}{dt}e = (A + GC)e - \Delta A\hat{x} \quad (6)$$

avec :

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta\omega_r J}{c} \\ 0 & \Delta\omega_r J \end{bmatrix}$$

$$C = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}$$

Erreur sur l'estimation de la vitesse : $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$

Le signe $\hat{}$ indique la grandeur estimée. \hat{A} est un estimé de A lorsque la vitesse électrique $\omega = p$ est un état estimé. G désigne la matrice ($\dim 4 \times 2$) des gains g_i ($i = 1, 2, 3, 4$) de l'observateur donnée comme suit :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T$$

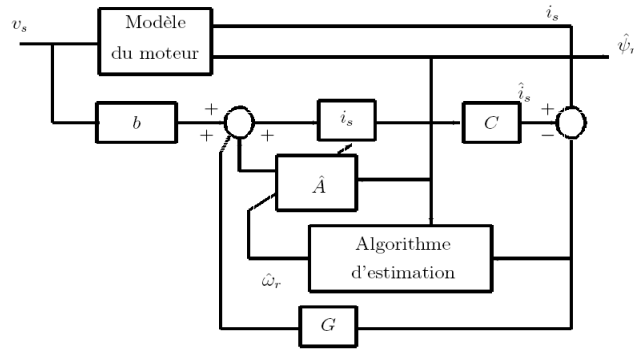


Figure 1. Schéma bloc de l'observateur adaptatif de Kubota.

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse est déduit de l'application du théorème de Lyapunov sur la stabilité des systèmes non linéaires. Soit V la fonction candidate de Lyapunov définie positive, donnée ci-après :

$$V = \bar{e}^T \bar{e} + \frac{e_{\omega}^2}{\lambda} \tag{7}$$

où :

λ est donné comme un paramètre positif de normalisation.

Condition de Lyapunov: $\frac{dV}{dt} < 0$

Par ailleurs, la dérivée, de cette fonction par rapport au temps est:

$$\frac{d}{dt} V = 2\bar{e}^T (A + GC) \bar{e} - 2 \frac{e_{\omega}}{L_{\sigma}} [e_{isd} \hat{\Psi}_{rq} - e_{isq} \hat{\Psi}_{rd}] + 2 \frac{e_{\omega}}{\lambda} \frac{d}{dt} \hat{\omega} \tag{8}$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{\lambda}{L_{\sigma}} [e_{isd} \hat{\Psi}_{rq} - e_{isq} \hat{\Psi}_{rd}] = L_{\sigma}^{-1} \lambda \text{Im} \left((\bar{i}_s - \hat{i}_s) \bar{\Psi}_r^* \right) = -K_i \varepsilon \tag{9}$$

avec:

$$e_{isd} = i_{sd} - \hat{i}_{sd} \text{ et } e_{isq} = i_{sq} - \hat{i}_{sq}$$

Cette loi d'adaptation a été établie pour une vitesse quasi constante, pour améliorer la dynamique d'observation de la vitesse, Kubota, propose d'utiliser un PI à la place d'un intégrateur pur (effet retard et statisme).

$$\hat{\omega} = K_p (e_{isd} \hat{\Psi}_{rq} - e_{isd} \hat{\Psi}_{rd}) + K_i \int (e_{isd} \hat{\Psi}_{rq} - e_{isd} \hat{\Psi}_{rd}) dt \tag{10}$$

avec :

K_p, K_i : gains proportionnel et intégral du PI, respectivement.

La matrice des gains G ajustable de l'observateur devra dès lors assurer la stabilité et la dynamique d'observation désirée. En désignant par k , un paramètre unique de réglage de cette dynamique de valeur comprise entre 1 et 3, les gains g_i seront transcrits comme ci-après.

$$g_1 = (k - 1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_2 = (k - 1)a_{i22}$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k - 1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -c(k - 1)a_{i22}$$

4. Commande vectorielle du moteur asynchrone sans capteur de vitesse

Ce type de commande repose sur le contrôle instantané du couple et réaliser un découplage naturel entre les contrôles du flux et du couple. Un choix adéquat du repère (d, q) de Park, choisi de façon à ce que l'axe d soit aligné avec la direction du vecteur flux rotorique, permet de réaliser un tel découplage. Nous parlons alors de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

Par ce choix de stratégie pour le contrôle vectoriel, la composante selon l'axe q du flux rotorique étant nulle, l'expression du couple s'écrit:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sd} \tag{11}$$

$$\Psi_{rd} = L_m i_{sd} \tag{12}$$

Nous remarquons donc, grâce aux équations (11) et (12), que la composante directe du courant statorique i_{sd} contrôle le flux tandis que la composante en quadrature de ce courant i_{sq} contrôle le couple. Le découplage artificiel (car purement mathématique et non physique) recherché entre le flux et le couple est ainsi réalisé vu que les courants i_{sd} et i_{sq} sont en quadrature l'un par rapport à l'autre [6].

Dans le cadre de cette étude, nous pilotons l'onduleur en tension. Dès lors, les grandeurs réglantes pour le flux rotorique et le couple sont les tensions statoriques d'axes d et q (v_{sd} et v_{sq}). Celles-ci s'expriment par:

$$v_{sd} = R_s i_{sq} + \frac{L_s}{L_m} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - L_m \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} - \omega_e \sigma L_s i_{sq} \tag{13}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_e L_m i_{rd} + \omega_e L_s i_{sd} + L_m \frac{di_{rq}}{dt} \tag{14}$$

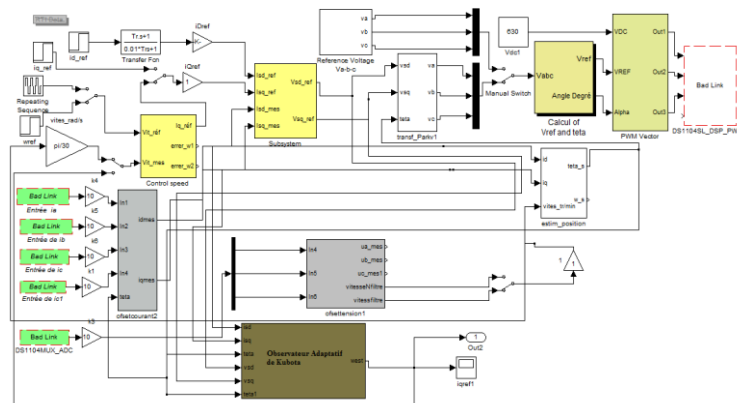


Figure 2. Programmation de la structure de contrôle vectoriel sous dSPACE

En examinant les expressions (13) et (14), nous constatons la présence de termes de couplage entre les

axes d et q . Afin de limiter l'effet d'une entrée sur une seule sortie, et donc d'éliminer le couplage entre les axes d et q , nous insérons un circuit de découplage à la sortie des régulateurs PI. Le principe régissant ce circuit consiste à définir de nouvelles variables de commande v_{sd}^* et v_{sq}^* .

$$v_{sd}^* = K_{p1}(i_{sd}^* - i_{sd}) + K_{i1} \int (i_{sd}^* - i_{sd}) dt \quad (15)$$

$$v_{sq}^* = K_{p2}(i_{sq}^* - i_{sq}) + K_{i2} \int (i_{sq}^* - i_{sq}) dt \quad (16)$$

5. Plateforme expérimentale

Le banc d'essai expérimental sur lequel ont été testés les systèmes d'estimations et de commande proposés est doté de trois plates-formes expérimentales instrumentées (figure 3) chacune d'entre-elles est constituée de trois parties essentielles:

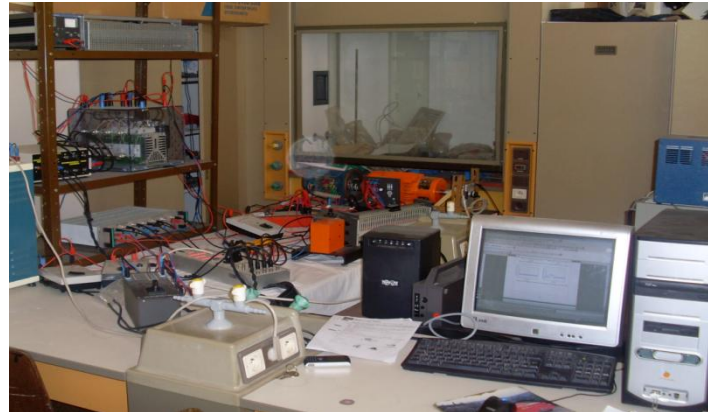


Figure 3. Photographie du banc d'essai expérimental.

5.1. Partie puissance

La partie puissance consiste en un onduleur de tension à IGBT et deux machines: une machine asynchrone d'une puissance de 1 kW et une machine synchrone. Celles-ci sont accouplées et la machine synchrone est utilisée comme charge du moteur asynchrone.

5.2. Partie contrôle – commande

La partie contrôle – commande s'articule autour de la carte de contrôle DS1104 R&D Controller Board logée dans un ordinateur. Cette carte de contrôle se compose de deux processeurs. Le processeur maître permet de gérer l'application tandis que le processeur esclave, un DSP (Digital Signal Processor) de marque Texas Instrument (type TMS320F240), génère les signaux de commandes MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) en logique TTL 0/5 V. Ceci constitue la partie hardware.

La partie software se compose, quant à elle, de deux logiciels. Le premier, Matlab/Simulink, permet une programmation aisée de l'application temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (Real Time Interface (RTI)) permettant de configurer les

entrées/sorties de la carte DS1104. Le second logiciel, ControlDesk, permet de charger le code du programme sur la carte (écrit sous forme graphique dans Simulink, compilé et transformé en code C), de créer un environnement d'expérimentation complet et notamment une interface graphique de commande du procédé temps-réel, de traiter les données et de les enregistrer sous un format compatible avec Matlab en vue suivre en temps-réel l'évolution des données mesurées ou calculées à l'aide d'afficheurs graphiques ou digitaux.

5.3. Environnement de mesures

L'échange d'informations entre les deux parties décrites supra s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (Connector Panel CP1104) relié à la carte via un câble blindé et recevant les signaux analogiques par l'intermédiaire de connecteurs BNC, d'une interface de conditionnement des signaux de commande MLI et des éventuels signaux d'erreurs renvoyés par le convertisseur Semikron et d'un environnement de mesure constitué de divers capteurs.

L'environnement de mesure est constitué de capteurs LEM type LA55TP (capteurs de courant utilisant l'effet Hall) pour les mesures de courants, de capteurs LEM type LV100-500 (capteurs de tension utilisant l'effet Hall) pour les mesures de tensions et d'un codeur incrémental pour mesurer la vitesse de rotation du moteur.

6. Résultats expérimentaux

La structure de contrôle proposée a été testée sous différentes conditions de fonctionnement, afin de valider les performances de l'observateur adaptatif proposé.

La figure 4 montre le profil de vitesse pour l'étude expérimentale, ainsi que des agrandissements de certaines zones particulièrement importantes. D'après ces résultats on note une parfaite poursuite de la vitesse estimée.

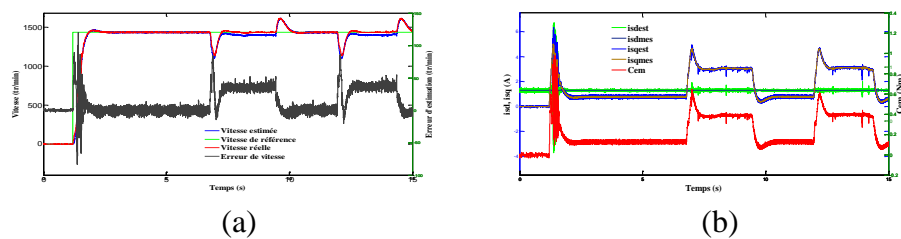


Figure 4. Vitesse mécanique: (a) Evolution de la vitesse et son erreur d'estimation, (b) Evolution des courants i_{sd} , i_{sq} et du C_{em} estimé.

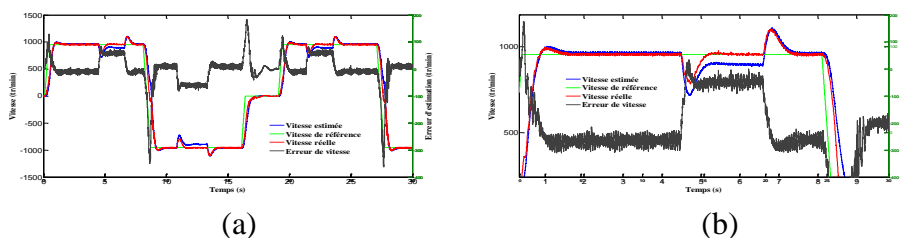


Figure 5. Vitesse mécanique: (a) Evolution de la vitesse et son erreur d'estimation, (b) Zoom de la vitesse.

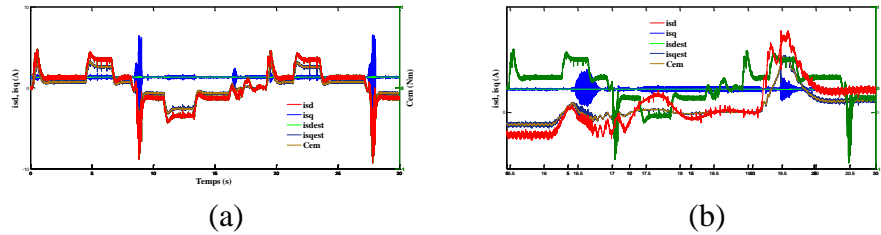


Figure 6. Courants statorique et couple électromagnétique: (a) Evolution des courants i_{sd} , i_{sq} et du C_{em} estimé, (b) Zoom des courants et du couple électromagnétique

De même pour les composantes des courants statoriques estimées qui s'accrochent correctement à leurs valeurs réelles correspondantes.

Des zooms sont effectués pour montrer la génération des oscillations au niveau des variables estimées.

La figure 5 donne la vitesse, l'erreur de vitesse et les courants statoriques. Un couple résistant d'environ 1.5 Nm est imposé par la machine synchrone aux différents instants, respectivement après le moteur est déchargé. On constate une très bonne concordance entre les variables estimées et mesurées, et que les vitesses estimées convergent rapidement vers les vitesses de référence imposées avec une erreur dynamique pratiquement nulle.

Les figures ci-dessus illustrent les résultats expérimentaux pour des vitesses de référence de 150 tr/min, il existe une large oscillation sur les grandeurs estimées ce qui engendre un écart statique apparait entre la vitesse estimée et la vitesse mesurée, ceci justifie la notion de stabilité pratique.

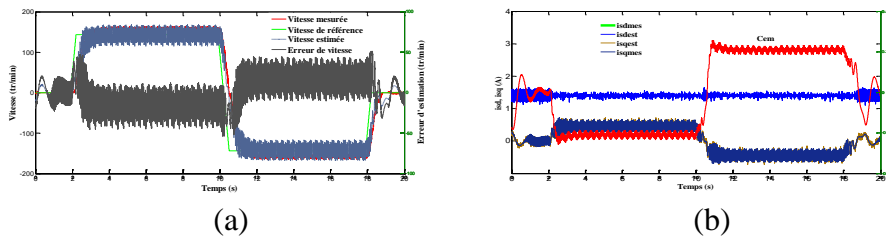


Figure 7. Vitesse mécanique, courants statoriques et couple électromagnétique: (a) Evolution de la vitesse et son erreur d'estimation, (b) Evolution des courants i_{sd} , i_{sq} et du C_{em} estimé.

7. Conclusion

Dans cet article, une nouvelle approche est présentée pour réaliser un système d'entraînement sans capteur de vitesse, associée à une commande vectorielle directe à flux orienté pour moteur asynchrone. La méthode proposée consiste en un observateur adaptatif du flux rotorique et un mécanisme d'adaptation basé sur un l'observateur de Kubota réalisant une estimation en ligne de la vitesse de rotation du moteur. La synthèse de l'observateur a fait l'objet d'une analyse, des résultats expérimentaux sont exposés et discutés confirmant sa faisabilité et validant d'excellentes performances dynamiques. Les résultats obtenus montrent une excellente qualité de l'estimation sous différentes conditions de fonctionnement, notamment pour les régimes de basses vitesses et une faible sensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations paramétriques. Cette étude prouve qu'il est possible

de réaliser un observateur adaptatif pour une commande sans capteur basée sur les approches de modèles avec un niveau élevé de performances.

8. Références

- [1] Blaschke, F., 1972. The principle of field oriented as applied to the new trans vector closed-loop control system for rotating-field machine, Siemens Review XXXIX, Vol. 5, No.4, p. 217-220
- [2] Quang, N. P., Dittrich, J.A., 2008. *Vector control of three-phase AC machines*, system development in the practice, Springer Berlin
- [3] Yen-Shin, L., Mar. 2003. Machine modeling and universal controller for vector controlled Induction Motor drives, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, No. 5, p. 23-32
- [4] Schauder, C., Sept/Oct. 1992. Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No.5, p. 1054-1061
- [5] Kubota, H., Matsuse, K., and Nakmo, T., March/April 1993. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 2
- [6] Caron, J., Hautier, P., 1995. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Editions Technip

9. Annexe

Table 1. Paramètres du moteur asynchrone

Paramètres	Valeurs
R_s	11.8 Ω
R_r	11.3085 Ω
$L_s=L_r$	0.5568 H
L_m	0.6585 H
J	0.0020 Kg.m ²
f	3.1165e-004 N.m/rad/sec
p_p	2

