

Approche Adaptative d'une Commande Neuronale sans capteur d'un Moteur Asynchrone associée à un Observateur par Mode Glissant

N. Benharir⁽¹⁾, M. Zerikat⁽¹⁾, S. Chekroun⁽²⁾, and A. Mechernene⁽²⁾

⁽¹⁾ Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes, Dpt. de Génie Electrique, ENP-Oran, BP.1523 El Mnaouer

⁽²⁾ Département d'automatique, Faculté de Génie Electrique, USTO-Oran, BP1505, El Mnaouer
E-Mails benharir@yahoo.fr, mokhtar.zerikat@enset-oran.dz, schekroun@hotmail.fr, mechernene_aek@hotmail.com.

Résumé— Cet article présente la commande neuronale d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse, afin de remédier aux inconvénients de la commande avec capteur. Une commande neuronale pour la régulation de la vitesse associée à un observateur de type mode glissant a été donnée pour estimer le flux rotorique et la vitesse mécanique de la MAS. Cet observateur est associé à une commande vectorielle classique. L'ensemble commande-observateur est testé sur les trajectoires de formes de consignes diverses. Les résultats obtenus par des essais effectués en simulation numérique, pour différents régimes de fonctionnement de l'ensemble onduleur, machine asynchrone et structure de commande, sont présentés ainsi qu'une analyse des performances de la stratégie de commande proposée.

Mots clés— machine asynchrone, commande sans capteur, commande neuronale, control adaptative par mode glissant.

Abstract— This paper presents the neural network control of a speed sensorless of asynchronous machine in order to overcome the disadvantages of control with sensor. The aim is to verify whether the contribution of artificial intelligence approaches brings significant improvements in terms in precision and robustness of speed estimation. A neural network control for regulating the speed associated with a sliding mode observer has been given to estimate the rotor flux and the mechanical speed of the induction motor. This observer is associated with a conventional vector control. Several tests were performed in simulation through significant operative conditions and have demonstrated the feasibility of the proposed approaches and validate the performance due to the contribution on intelligent techniques.

Index terms— Asynchronous machine, sensorless Control, neural network observer, adaptive sliding mode control.

1. INTRODUCTION

Les entraînements à vitesse variable employant des moteurs asynchrones ont pris ces dernières années une importance considérable dans de nombreuses applications industrielles [1]. La machine asynchrone est appréciée par sa robustesse, son faible coût d'achat et son entretien quasi-nul, ainsi que sa puissance massique. Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande. De nombreuses stratégies de commande ont été développées pour en faire un actionneur qui outrepassé toutes les autres machines. Le développement, des processeurs numériques de signaux de plus en plus performants a rendu possible l'implantation à moindres coûts des lois de commandes sophistiquées (la commande vectorielle, les commandes non linéaires, etc...)[2]. La commande par les réseaux de neurones artificiels assure une dynamique élevée des processus. Les réseaux de neurones sont des modèles inspirés du fonctionnement cérébral de l'être humain et de ses capacités d'apprentissage en exploitant le concept de neurone formel. [3]. Ils sont d'excellents candidats pour résoudre les problèmes de modélisation, d'identification et de contrôle des processus non linéaires et complexes. Les performances sont dégradées à très basse vitesse quand le capteur de vitesse est remplacé par un estimateur ou un observateur, (annulation de la pulsation statorique) ; ce qui correspond à une zone critique due à la perte d'observabilité de la vitesse [4]. Pour remédier à ce problème, notre choix s'est penché sur la commande robuste sans capteur mécanique d'une machine asynchrone associée à un observateur par mode glissant pour estimer le flux rotorique et la vitesse de la MAS. La technique d'observation par mode glissant supposée est un cas particulier de la théorie des systèmes à structure variable et multifonctions SVM [5]. Cet article est organisé comme suit. La section 2 décrit le modèle de la machine asynchrone et la commande vectorielle. La commande

par les réseaux de neurones est donnée dans la section 3. Les sections 4, 5 et 6 présentent un observateur de flux rotorique par mode de glissement associé à une commande vectorielle de type IFOC.

2. MODÈLE DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE ET SA COMMANDE VECTORIELLE

2.1 Equations différentielles du moteur asynchrone

Le MAS est un actionneur à courant alternatif appelé aussi moteur à induction, caractérisé par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. Les enroulements de la MAS triphasée sont représentés par la figure.1. Elle est munie de six enroulements [4].

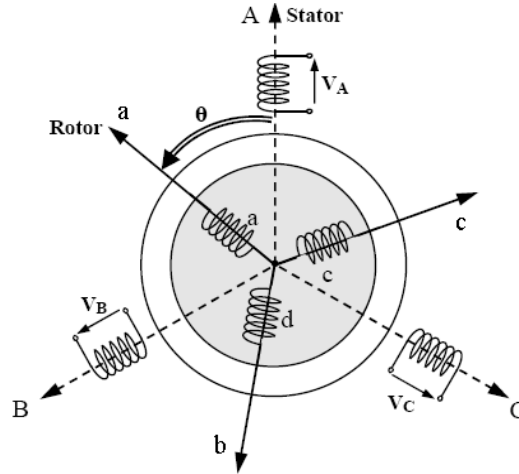


Fig.1 Représentation électrique d'un moteur asynchrone triphasée.

Pour une commande en tension du moteur asynchrone, le modèle réduit correspondant dans le repère lié au stator est obtenu en considérant les composantes de courant (i_{sd} , i_{sq}) comme grandeurs de commande, et les variables (ϕ_{rd} , ϕ_{rq}) comme variables d'état. Les équations de la machine sont données de manière générale par les équations ci-dessus.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_{rq} + v_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \phi_{rq} + v_{sq} \right] \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{P^2 \cdot L_m}{L_r \cdot J} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \end{array} \right. \quad (1)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (2)$$

La machine utilisée est supposée à distribution sinusoïdale, symétrique et non saturée. Elle est alimentée en tension à travers un onduleur MLI.

2.2 Control vectoriel direct par orientation du flux rotorique

La commande vectorielle à pour objectif de retrouver le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. Son principe est basé sur l'exploitation du modèle dynamique du moteur et consiste à choisir un système d'axe (d, q) et de l'orienter suivant le flux rotorique, en annulant la composante en quadrature ϕ_{rq} , pour ne conserver que la composante directe ϕ_{rd} . Le flux rotorique est alors aligné sur l'axe direct et les équations magnétiques deviennent[6] :

$$\phi_{rq} = 0 \text{ et } \phi_r = \phi_{rd} = L_m i_{sd} \tag{3}$$

Ceci permet de commander le couple par l'intermédiaire du courant i_{sq} et le flux à l'aide du courant i_{sd} . La nouvelle expression du couple électromagnétique peut alors s'écrire :

$$C_{em} = p \frac{3L_m}{2L_r} \phi_{rd} i_{sq} \tag{4}$$

Il est alors nécessaire de déterminer l'amplitude et la position du flux rotorique. Dans le cas du schéma du contrôle vectoriel direct proposé, ce rôle est confié à l'observateur du flux rotorique et de la vitesse. Les courants statoriques diphasés sont régulés par des contrôleurs classiques de type PI, alors que le contrôle de la vitesse est confié à un contrôleur à structure neuronale. Les tensions de référence v_{sd}^* , v_{sq}^* , imposent le flux et le couple désiré via un onduleur de tension, lui même piloté par une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). La figure 4 montre la structure de la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse proposée.

3. PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE NEURONALE

Les réseaux de neurones artificiels sont des structures organisées autour d'un ensemble de cellules (les neurones) interconnectées selon une certaine architecture par des liens pondérés et modifiables lors d'une procédure appelée apprentissage [7].

Le neurone formel (figure 2) est constitué de trois éléments de base :

- un ensemble de liaisons, chacune caractérisée par un poids w_j (ou coefficient synaptique) correspondant à l'efficacité de la connexion, et une entrée x_0 particulière toujours égale à 1, qui permet d'ajouter de la flexibilité au réseau en faisant varier le seuil de déclenchement du neurone par l'ajustement de son poids, couramment appelé biais et noté b , lors de l'apprentissage et pour tel que : $w_0 = b$.
- un additionneur ou unité de sommation pour sommer les signaux pondérés.
- une fonction d'activation à seuil pour limiter l'amplitude de la valeur de sortie.
-

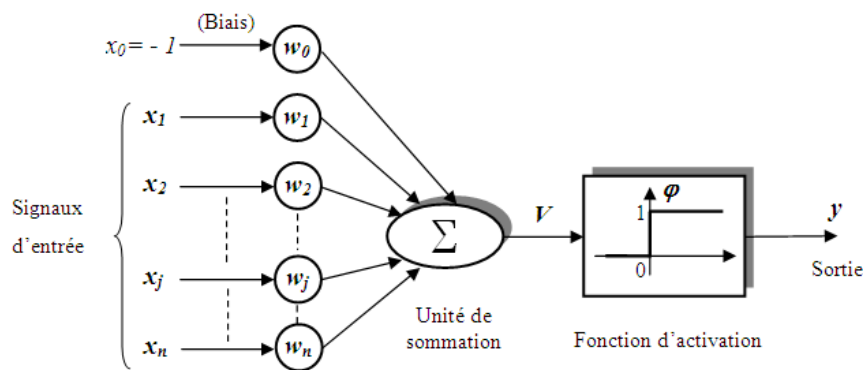


Fig.2 Modèle du neurone formel de Mac Culloch et Pitts (avec biais)

Il s'agit de réaliser l'apprentissage d'un réseau de neurones identificateur RNI, à partir des séquences des entrées de commande appliquées et des sorties mesurées.

La figure 3 illustre le schéma de principe d'une identification directe [8].

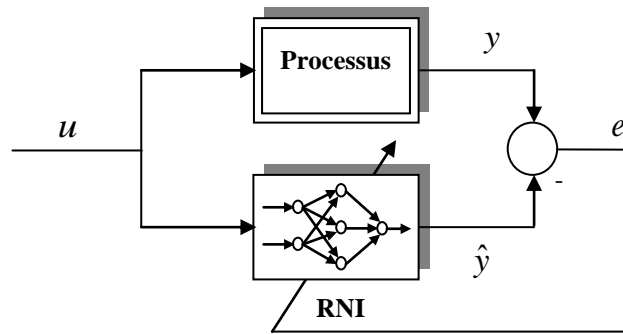


Fig.3 Principe de l'identification directe par un réseau de neurones

4. APPROCHE DES MODES GLISSANTS

A. Concepts de base

La théorie des systèmes à structure variable est une technique de la commande non linéaire, caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement [5]. Le principe de cette technique est de pousser le système à atteindre et rester sur une surface donnée (représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état). La surface considérée est alors désignée comme étant la surface de glissement ou de commutation. La commande par modes glissants consiste donc, à amener la trajectoire d'un état du système vers la surface de glissement 'hyperplan' et de le faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre : d'où le phénomène de glissement.

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant revient principalement à déterminer trois étapes principales très indépendantes.

- Choix de la surface de commutation $S(x)$;
- Condition d'existence de convergence ;
- Synthèse de la loi de commande.

J.J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement $S(x)$ assurant la convergence vers la valeur désirée (5).

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (5)$$

$S(x)$ représente le comportement dynamique du système ; $e(x)$: désigne l'écart entre la valeur à régler et sa référence ; λ : est une constante positive et r : est n (ordre du système), un degré relatif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface $S(x)$ pour faire apparaître la commande. L'objectif de la commande est de maintenir la surface $S(x) = 0$. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(x)$ tout en respectant la condition de convergence définie par Lyapunov [9]. Comme la fonction de Lyapunov est une fonction scalaire $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, la loi de commande doit faire décroître cette fonction : $\dot{V}(x) < 0$, l'idée est de choisir la fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande $u(t)$ tel que carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) > 0 \quad (6)$$

et sa dérivée

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (7)$$

Un mode de glissement idéal correspond à une commande qui commute à une fréquence infinie or il n'existe aucun organe de commande pouvant réaliser cette opération. Malgré les différents avantages de la commande par modes de glissement, son utilisation a été entravée par un inconvénient majeur lié au phénomène de réticence (chattering) (figure 4).

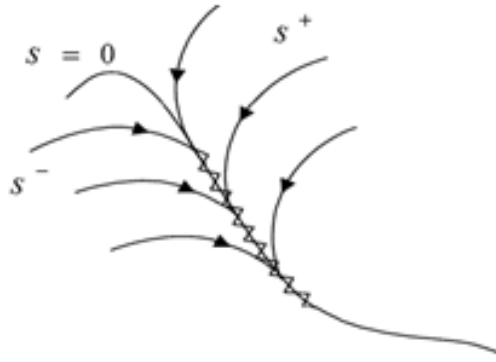


Fig.4 Mode de glissement avec réticence.

Ce phénomène est une conséquence naturelle du comportement dynamique réel de l'ensemble actionneur système à commander. La réticence peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande ou exciter des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation du système. Ainsi, nous allons chercher par différentes méthodes à limiter ce phénomène. Une approche consiste à remplacer la fonction signe par une fonction plus lisse.

B. Observateur du flux par mode glissant

Le modèle dynamique de la machine asynchrone [10] (1),(2), avec observateur, peut se réécrire sous la forme su système d'équations différentielles suivant (8) :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} + A_1^1 u_s \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r}\right) i_{sq} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} + A_1^2 u_s \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} + A_2^1 u_s \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{rq} + A_2^2 u_s \end{cases} \quad (8)$$

ou $A_i^j = [A_{i1} \quad A_{i2}]$ pour $i = 1,2$ et $j = 1,2$

$$A_1 = \begin{bmatrix} A_1^1 \\ A_1^2 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} A_2^1 \\ A_2^2 \end{bmatrix}, u_s = [sign(s_1) \quad sign(s_2)]^T, S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma(y - \hat{y})$$

Le vecteur d'erreur: $e = [\bar{I}_s \quad \bar{\phi}_r]$ et la surface de glissement est donnée par la relation (9) :

$$S = \Gamma(y - \hat{y}) = \Gamma \bar{y} \quad (9)$$

avec $S = \Gamma \bar{I}_s$

En définissant la fonction de Lyapunov V et sa dérivée :

$$V = \frac{1}{2} S^T S > 0 \quad (10)$$

$$\dot{V} = S' \Gamma \dot{F}_s \tag{11}$$

Notons que $d\Gamma/dt = 0$. Après quelques manipulations intermédiaires, l'expression de la dérivée V devient :

$$\dot{V} = S' \Gamma A_1 \bar{\phi}_r - S' \Gamma A_1 u_s \tag{12}$$

Définissons: $\Gamma A_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$,

$$\delta_1 |s_1| + \delta_2 |s_2| > S' \Gamma A_1 \bar{\phi}_r \tag{13}$$

avec $A_1 = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$ (14)

5. STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE ET DE L'OBSERVATION DE LA MAS

La figure 5, illustre la structure de la stratégie globale de commande et d'observation utilisée. Le système de contrôle est composé de la transformation de la commande vectorielle indirecte, l'onduleur MLI, l'observateur de flux avec mode glissant, et deux contrôleurs de courant de type PI, et le régulateur de vitesse réalisé par la stratégie neuronale.

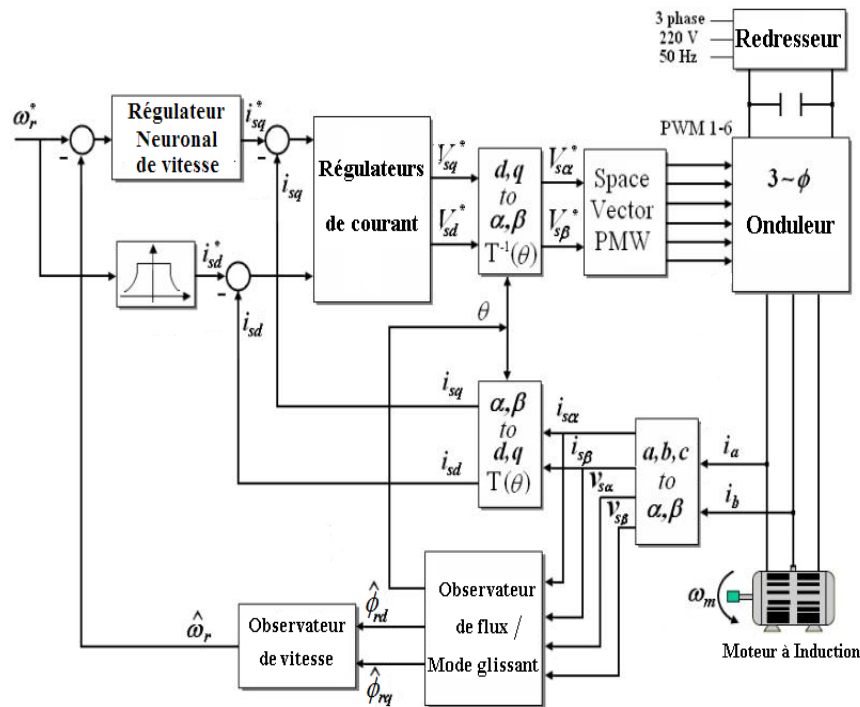


Fig.5 Structure globale du système de contrôle et d'observateur de la MAS

Le système de contrôle compare automatiquement la vitesse de référence ω_r^* avec la vitesse observée ω_r du moteur qui est déduite à partir des flux. L'ensemble observateur du flux en mode glissant avec le régulateur de vitesse neuronale est appliqué à la machine en vue de parvenir aux résultats souhaités. La structure du réseau de neurones est obtenue après plusieurs essais de simulation

L'identification a été réalisée à l'aide d'un réseau de type Perceptron multicouche comportant une seule couche cachée de six neurones, et une couche de sortie ayant quant à elle un seul neurone. Le vecteur d'entrée est

constitué de l'écart de vitesse e_{ω} , entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée, aux instants successifs kT_e et $(k-1)T_e$. La sortie du contrôleur neuronal désigne le courant i_{sq}^* à l'instant kT_e . Le réseau est entraîné de manière supervisée, à l'aide d'un algorithme de rétropropagation du gradient [7], qui permet de réaliser la mise à jour des différents poids w_j et biais w_0 , sur la base de l'erreur d'apprentissage.

6. RÉSULTATS ET INTERPRÉTATIONS

Pour tester l'efficacité de la stratégie de commande et d'observation proposée, nous avons procédé à la simulation numérique de l'ensemble observateur-commande-machine. Les tests sont effectués pour la machine asynchrone ayant les paramètres résumés en annexe. La figure 6, montre les réponses du système pour une consigne de vitesse de 100 [rad/sec] avec application et élimination d'une charge de 10 N.m à $t=1s$ et $t=1.5s$ respectivement. On note le rejet rapide de perturbations de la charge avec une erreur négligeable à l'état d'équilibre, les réponses illustrées sur les figures de vitesse, couple électromagnétique, courant statorique et flux rotorique, confirment le rejet des perturbations de charge par la stratégie de commande proposée, rapidement avec un taux de dépassement acceptable et une erreur statique nulle.

La figure 7 représente l'influence de la variation de la vitesse sur la commande et l'observateur, nous avons appliqué un benchmark avec des différentes valeurs de vitesse allant de 100 rad/s à -100 rad/s. On constate que la vitesse se stabilise effectivement au tour de la valeur de référence désirée avec des petits dépassements, en plus le courant est maintenu à sa valeur admissible, le découplage est obtenu entre le flux rotorique ϕ_r et le couple électromagnétique C_{em} , assurant un découplage parfait. L'étude des résultats met clairement en évidence que la commande proposée (régulateur+observateur) présente des performances très satisfaisantes, la vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec un dépassement acceptable et une erreur d'estimation de vitesse rotorique nulle, ce qui permet de conclure que la stratégie de commande envisagée est stable en basse vitesse.

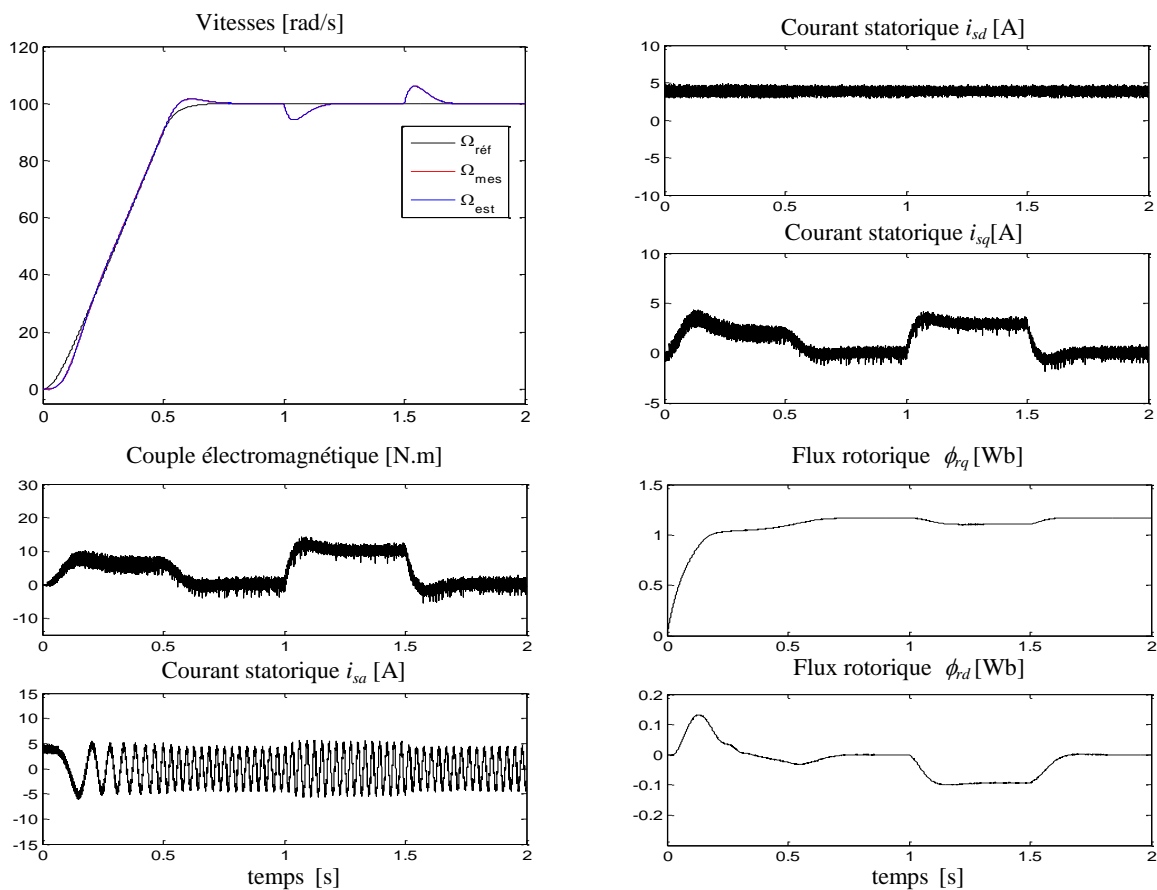


Fig.6 Démarrage à vide avec application et élimination de la charge à $t=1s$ et $t=1.5s$

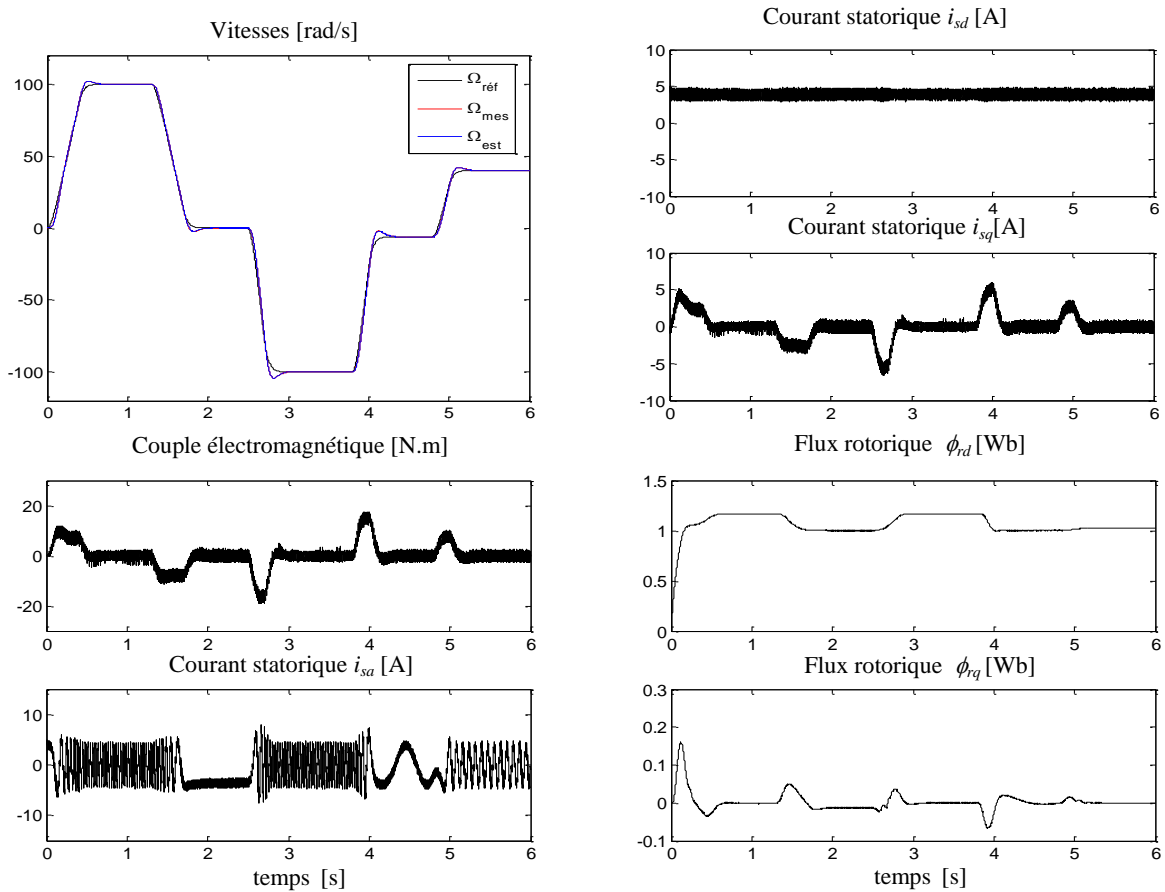


Fig.7 Démarrage à vide et avec changement de sens de rotation à $t=1.3s, 1.7s, 2.5s, 3.8s$ et $4.8s$

7. CONCLUSION

Nous nous sommes intéressés dans cette étude aux problèmes de commande neuronale sans capteur avec observateur robuste du flux rotorique par modes glissants. Ceci est associé à une commande vectorielle de type IFOC. La vitesse est déterminée par un estimateur et contrôlée par un régulateur neuronal. Le benchmark utilisé dans cette étude, a été défini pour valider les algorithmes de commande sans capteurs de la machine asynchrone et donc de l'observation des grandeurs mécaniques dans des trajectoires difficiles définies selon des contraintes industrielles. Les trajectoires de référence du benchmark, présente par la figure 7. Les résultats de simulation montrent l'apport significatif des performances de la stratégie de commande sans capteur proposée pour un entraînement électrique basée sur la commande neuronale et l'estimation par mode glissant y compris dans les conditions de fonctionnement de basses vitesses du moteur. Les objectifs de poursuite sont atteints de façon satisfaisante, ce qui offre à la commande proposée une large application dans le domaine de l'entraînement électrique. Cette technique permet d'augmenter considérablement la capacité et le pouvoir de la commande en éliminant les limites des stratégies de commande linéaire.

ANNEXE

Paramètres nominaux du moteur asynchrone triphasé

1.5 kW, triphasé, 220/380 V, 11.25/6.5 A, 50 Hz, 4 pôles, 1420 tr/mn. $R_s = 4.85\Omega$, $R_r = 3.805\Omega$, $L_s = 0.274$ H, $L_r = 0.274$ H, $L_m = 0.258$ H, $J = 0.031$ kg.m², $f = 0.00114$ kg.m/sec.

NOTATIONS UTILISEES

x_d et x_q : Composantes de la grandeur x dans le repère (d-q).

x_α et x_β : Composantes de la grandeur x dans le repère (α - β).

$v_{sa,b,c}$ et $v_{ra,b,c}$: Tension de phases (stator et rotor).

$i_{sa,b,c}$ et $i_{ra,b,c}$: Courants statoriques et rotoriques de phases.

ϕ : Flux.

R_s : résistance du stator.

R_r : résistance du rotor.

L_s : inductance cyclique du stator.

L_r : inductance cyclique du rotor.

L_m : inductance mutuelle.

J : moment d'inertie de la machine.

F : coefficient de frottement interne de la machine.

Ω : vitesse mécanique.

ω_{ref} : Vitesse de référence.

ω_s : Pulsation électrique statorique

ω_r : Pulsation électrique rotorique.

σ : coefficient de dispersion ; $\sigma=1-L_m^2/L_sL_r$.

T_r : Constante du temps rotorique ; $T_r=L_r/R_r$.

REFERENCES

- [1] L.O. Peter-Contesse, "Variateur de vitesse industriel pour moteur asynchrone de grande puissance", Thèse de Doctorat, INPT, Université de Toulouse, 1996.
- [2] J. Holtz, "Methods for speed sensorless control of AC drives," in *Sensorless Control of AC Motors*, IEEE Press Book, 1996.
- [3] Tien Chi Chen and Tsong Terng Shen, Model reference neural network controller for induction motor speed. *IEEE Trans energy conversion*. Vol 17 N0 2, 2004, pp 3301-3305.
- [4] M. Boussak, K. Jarray A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, n 1, February 2006, pp 41-49.
- [5] A. Benchaïb, A. Rachid and E. Audrezet, Sliding-mode input-output linearization and field orientation for real-time control of induction motors, *IEEE Power Electronics*, Vol.14, pp.3-13, January 2000
- [6] C.M. Liaw, Y.S. Kung and C.M. Wu "Design and implementation of a high-performance field-oriented induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.38,4, pp.275-282, 1991.
- [7] K.S Narendra, *Neural networks for control: Theory and practice*. Proceedings of the IEEE, 1996, pp 1385-1406.
- [8] A Mechernene, "Commande Neuro Floue Adaptative pour la Regulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone", Magister, ENSET-Oran, 2008.
- [9] Z. Zhang, H. Xu and L. Xu, Sensorless direct field-oriented control of three-phase induction motor based on sliding-mode for washing machine drive applications, *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol.42, no.3, pp.694-701, May-June 2006.
- [10] N. Benharir, M. Zerikat, S. Chekroun and A. Mechernene "Design and Analysis of a New Fuzzy-Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motor Drive", *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E)*, Vol. 7, n°5, pp.5557-5565 Sep-Oct 2012.