

COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE BASEE SUR L'APPROCHE MRAS AVEC ESTIMATION SIMULTANEE DE LA RESISTANCE STATORIQUE ET DE LA VITESSE ROTORIQUE

S. CHEKROUN, M. ZERIKAT, A. MECHERNENE

Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes « LAAS »,
ENSET D'Oran – BP 1523 – El Mnaouer Oran - Algérie

Reçu le 29 Décembre 2009 – Accepté le 27 Mai 2011

Résumé

On présente dans cette étude une méthode qui permet d'estimer la vitesse mécanique et la résistance statorique de la machine asynchrone afin de remédier aux inconvénients de la commande avec capteur et de l'influence des paramètres résistifs dans la commande de la machine asynchrone.

Cette stratégie de contrôle permet de reconstituer la vitesse rotorique et la résistance statorique mutuellement à l'aide d'un observateur adaptatif basé sur la technique MRAS "Model Reference Adaptive System". L'approche a été validée par simulation numérique pour étudier ses caractéristiques dynamique et statique.

Les résultats des différents testes de simulation ont été effectués pour mettre en évidence les propriétés de robustesse et poursuite de trajectoire, d'un moteur asynchrone triphasé.

Mots clés : Moteur asynchrone, commande vectorielle, estimation, commande sans capteur, MRAS mutuel.

Abstract

The main aim of this paper is to implement and evaluate a high performance sensorless vector control of Induction Motor drive. The parallel stator resistance and rotor speed estimation for MRAS-Sensorless with Direct Field Oriented Control is discussed in this paper. An MRAS is employed to obtain the resistance parameters and speed estimates.

This technique is implemented using the Field Oriented Control technique as it provides better control of motor torque with high dynamic performance. The motor model is designed and membership functions are chosen according to the parameters of the motor model. The aim of the proposed sensorless control is to improve the performance and robustness of the induction motor drives under non linear loads variations is presented in this work. The availability of the proposed structure scheme is tested in simulation with Matlab-software.

The results conclude that the efficiency and reliability of the proposed sensorless controller is excellent under a variety of operating conditions of the induction motor drive.

Key words: Induction motor drives, vector control, DFOC, estimation, sensorless, parallel MRAS.

ملخص

الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو تقديم طريقة فعالة للتحكم في الأداء العالي للمحرك الاتزامني بدون لاقط للسرعة، عن طريق تقنية MRAS من أجل إيجاد مقاومة بدء الحركة المتصلة بالتوالي مع ملفات العضو الثابت و سرعة المحرك الاتزامني في وقت واحد و بطريقة متوازية.

ويتم تنفيذ هذه التقنية باستخدام تقنية التحكم الشعاعي الموجه (DFOC)، حيث أنه يوفر سيطرة أفضل على عزم المحرك مع أداء ديناميكية عالية.

نتائج هذا العمل المقترح تؤكد تحسين أداء وقوة التحكم تحت تحريض رغم اختلافات الأحمال الخطية و أيضا إلى كفاءة وحدة تحكم MRAS المقترحة في ظل مجموعة متنوعة من ظروف التشغيل.

الكلمات المفتاحية: محرك لا تزامني، التحكم الشعاعي الموجه، التحكم بدون لاقط للسرعة MRAS

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie et les transports et son utilisation dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien, sa puissance massique et sa vitesse maximale supérieure. L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines comme l'aérospatiale, la chimie ou la médecine (entretien moins fréquent) [1],[2],[3],[4]. Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande. De nombreuses stratégies de commande ont été développées pour en faire une machine qui dépasse les autres, même dans les systèmes commandés. En parallèle, l'apparition 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 (linéarisation entrée-sortie, linéarisation exacte, ...). L'application de certaines de ces méthodes à des procédés réels a montré leur efficacité. La commande vectorielle assure une dynamique élevée, introduite par Blaschke [2],[6],[11], c'est la première technique capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables celle de la machine à courant continu. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant, elle requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone ont commencé. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse de rotation, les méthodes basées sur le modèle de comportement de la machine qui s'appuie sur les techniques d'estimation et d'observation issues de l'automatique sont les plus utilisées. La technique d'estimateur adaptatif, MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence), qui a été développée par Schauder [5],[8],[9],[13], c'est une des méthodes les plus utilisées mais on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine. C'est pourquoi, des chercheurs ont proposé une technique d'adaptation en ligne de la résistance statorique en utilisant la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse mécanique et de la résistance statorique qui évoluent en cours de fonctionnement de la machine [10].

Dans ce travail, une analyse rapide de la modélisation du moteur asynchrone et de la commande vectorielle a été développée. Ensuite, la technique MRAS basée sur l'estimation adaptative de la vitesse de rotation et de la résistance statorique par le Système Adaptatif à Modèle de

Référence (MRAS) est présentée. Cette méthode est étudiée et évaluée en simulation numérique pour analyser les performances et la robustesse de la commande proposée.

1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction, caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. La représentation de la machine asynchrone triphasée dans un modèle électrique est illustrée par la figure 1.[7].

Pour une commande en tension de la machine 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.

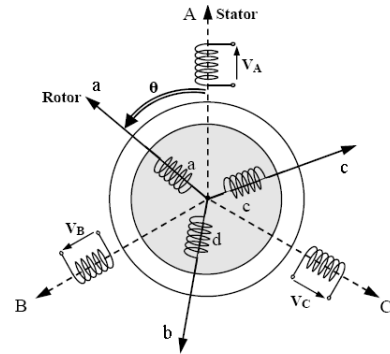


Figure 1 : Représentation électrique d'un moteur asynchrone triphasé.

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

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. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA MAS

Le principe de la commande vectorielle ou commande par flux orienté consiste à réaliser un découplage efficace entre les deux variables principales de la machine asynchrone soient le couple et le flux. Le modèle donné par l'équation (1) nous permet d'exprimer v_{sd} , v_{sq} et ω_s avec $\dot{\phi}_{rq} = 0$:

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} R_r \phi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} p \Omega \phi_r \\ T_r \frac{d}{dt} \phi_r + \phi_r = L_m i_{sd} \\ \omega_s = p \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \end{cases} \quad (3)$$

la commande vectorielle à flux orienté des machines. Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser asynchrones alimentées en tension, mais v_{sd} et v_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple alors il est nécessaire de réaliser un découplage [12],[14].

La figure 2 représente la structure fonctionnelle de la régulation de vitesse du moteur asynchrone par orientation du flux rotorique. Des tests de simulation ont été effectués sur le schéma de commande vectorielle proposé, et basée sur l'estimateur MRAS.

Les éléments constituant cette structure font appel aux boucles de régulation de vitesse, de flux et des courants statoriques i_{sd} , i_{sq} , ainsi que le bloc de défluxage, et les transformations de coordonnées directes et inverses

3. ESTIMATION SIMULTANEE AVEC MODELE DE REFERENCE MRAS DE LA VITESSE Ω ET DE LA RESISTANCE STATORIQUE R_s

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison mutuelle des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse et de la résistance statorique (modèle de référence) et d'autre coté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse et de la résistance statorique (modèle adaptatif).

Pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique, cette méthode propose la comparaison de l'estimation du flux résultant avec les équations statoriques, indépendantes de la vitesse et dépendantes de la résistance statorique et inversement, avec les équations rotoriques dépendantes de la vitesse et indépendantes de la résistance statorique. L'objectif est de trouver les paramètres vitesse et résistance statorique du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques, ainsi les valeurs de la vitesse et de la résistance statorique estimées convergent vers leurs valeurs réelles. Le fonctionnement approprié de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction d'adaptation pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence

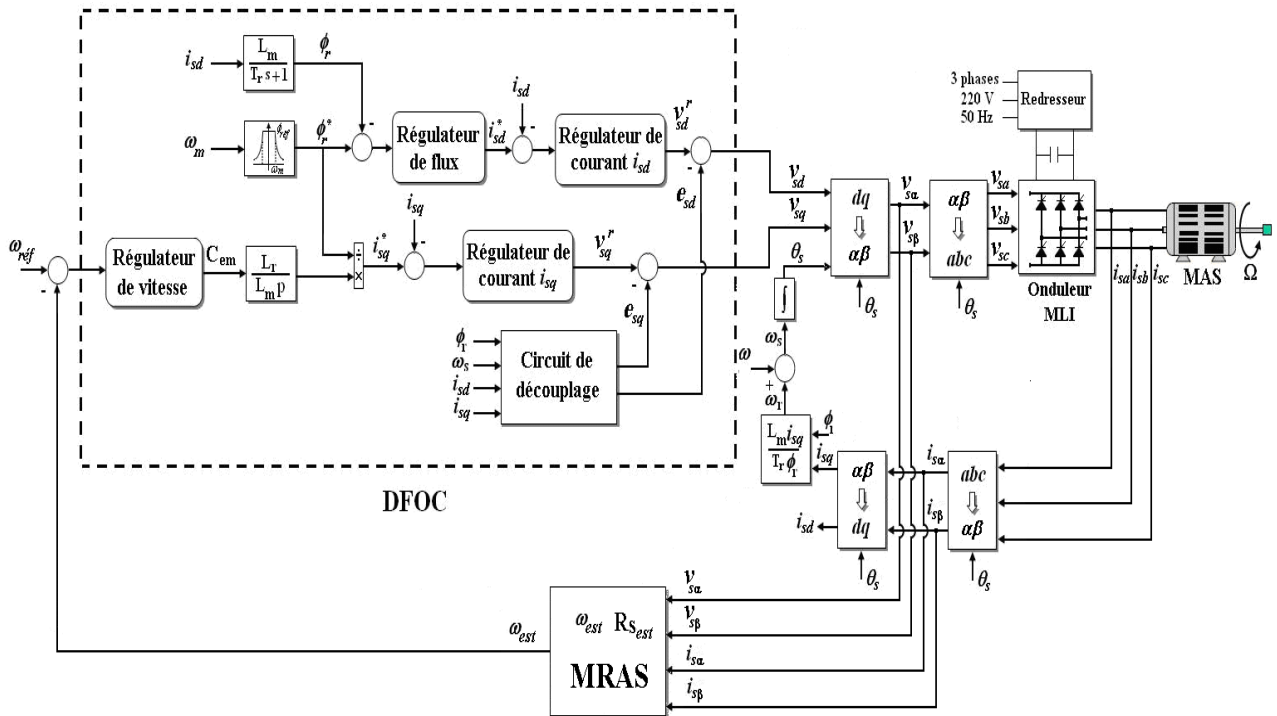


Figure 2 : Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS basée sur la technique MRAS

Le schéma de cette méthode est illustré dans la figure 3.

Les équations suivantes permettent d'estimer les composantes de ϕ_r dans le repère (α, β) , à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques, \underline{i}_s et \underline{V}_s respectivement.

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right) \\ \phi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega} \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (5)$$

L'équation d'erreur des composantes de ϕ_r et $\hat{\phi}_r$ peut alors être écrite comme suit:

$$\begin{cases} e = \hat{\phi}_r - \phi_r \\ \frac{de}{dt} = d \frac{\hat{\phi}_r}{dt} - d \frac{\phi_r}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

L'équation (6) peut être écrite en notation matricielle par:

$$\frac{d\underline{e}}{dt} = \underline{A} \cdot \underline{e} - \underline{W} \quad (7)$$

avec

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 & 0 \\ \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

et

$$\underline{W} = \begin{bmatrix} 0 & \Delta\omega & 0 & 0 \\ -\Delta\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{L_r}{L_m} \Delta R \\ 0 & 0 & \frac{L_r}{L_m} \Delta R & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Les lois d'adaptation choisies pour assurer la convergence de $\hat{\omega}$ et \hat{R}_s vers ω et R_s respectivement sont :

$$\hat{\omega} = k_{p\omega} \delta e_\omega + k_{i\omega} \int_0^t \delta e_\omega \cdot dx \quad (10)$$

$$\hat{R}_s = k_{pR_s} \delta e_{R_s} + k_{iR_s} \int_0^t \delta e_{R_s} \cdot dx \quad (11)$$

Avec la transformation de Laplace, les expressions (10) et (11) deviennent :

$$\hat{\omega} = \left(k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{p} \right) \cdot e_\omega \quad (12)$$

$$\hat{R}_s = \left(k_{pR_s} + \frac{k_{iR_s}}{p} \right) \cdot e_{R_s} \quad (13)$$

Ces lois d'adaptation choisies, pour assurer la convergence de $\hat{\omega}$ et \hat{R}_s et vers ω et R_s respectivement, peuvent être interprétées comme l'application d'une correction de type PI. Les erreurs destinées aux correcteurs sont définies selon le critère d'hyperstabilité de Popov [10]. Les calculs nécessaires sont exposés dans les travaux de Peter-Contesse [11]. Il vient alors :

$$e_\omega = \hat{\phi}_{r\alpha} \phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \phi_{r\alpha} \quad (14)$$

$$e_{R_s} = i_{s\alpha} \left(\phi_{r\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha} \right) + i_{s\beta} \left(\phi_{r\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \right) \quad (15)$$

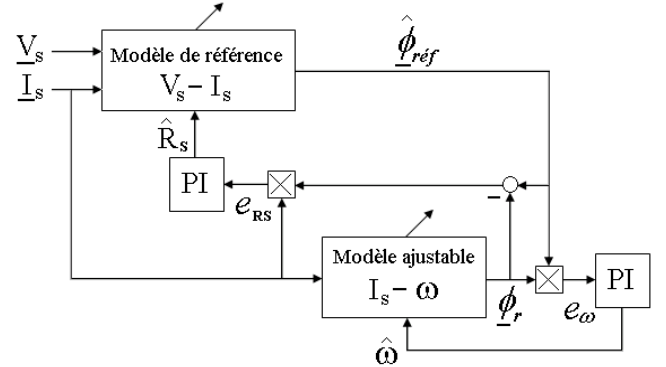


Figure 3 : Estimation de la vitesse et de la résistance statorique par la technique MRAS

4. RESULTATS ET INTERPRETATION

Pour tester les performances et la robustesse du schéma de commande et d'estimation proposé, des essais de simulations numériques ont été effectués sous environnement Matlab/Simulink. Les paramètres du moteur asynchrone employé sont résumés en annexe. L'essai opéré sur le bloc diagramme de la figure 2, consiste en un démarrage direct est réalisé à vide avec application des consignes de 50 et 100 rad/s suivi d'une inversion du sens de rotation à $t=2s$, sous l'effet d'une perturbation d'un couple de charge 10 N.m, introduit à l'instant $t=1s$ et son élimination à $t=1.5s$, dans le cas d'un signal de consigne de 50 rad/s et au instants $t=1.25s$ et $t=2s$ respectivement pour le cas de 100 rad/s.

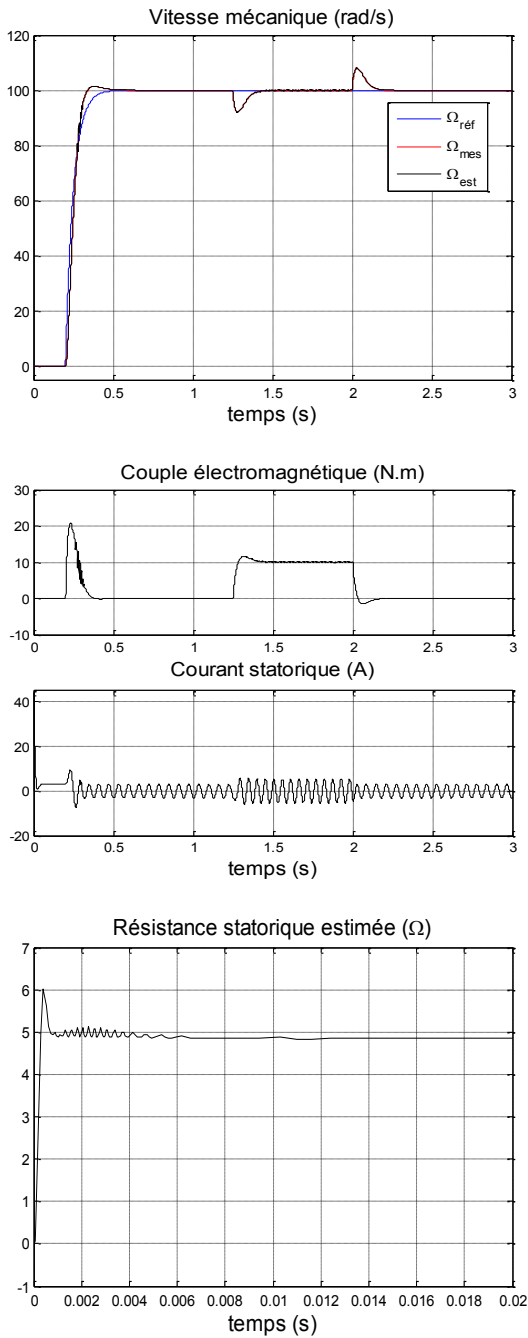


Figure 4 : Démarrage a vide avec application et élimination de la charge à $t=1.25s$ et $t=2s$

Les figures 4 et 5 présentent les résultats de simulation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse basée sur l'estimation de la résistance statorique par la technique MRAS,

L'étude des résultats met clairement en évidence que la commande proposée présente des performances très satisfaisantes, la vitesse estimés suit l'évolution de la vitesse réelle avec un dépassement moins important.

Le découplage est maintenu ainsi que le courant est admissible avec une erreur d'estimation minimale ce qui fait que la technique MRAS est stable en basse vitesse.

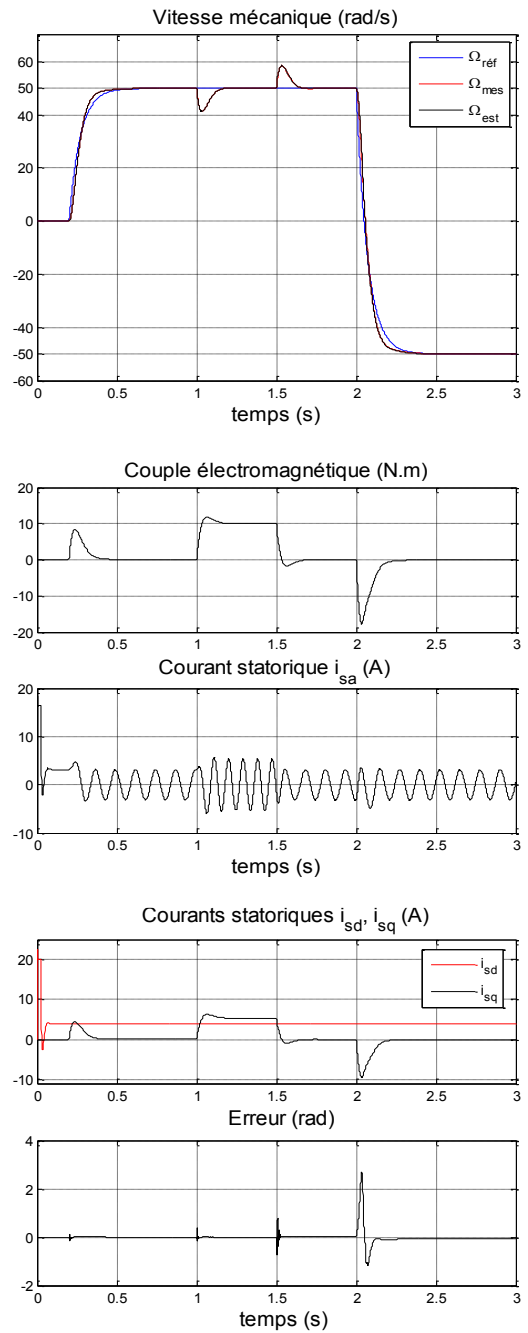


Figure 5 : Démarrage à vide et avec application et élimination de la charge à $t=1s$ et $t=1.5s$ et changement de sens de rotation à $t=2s$

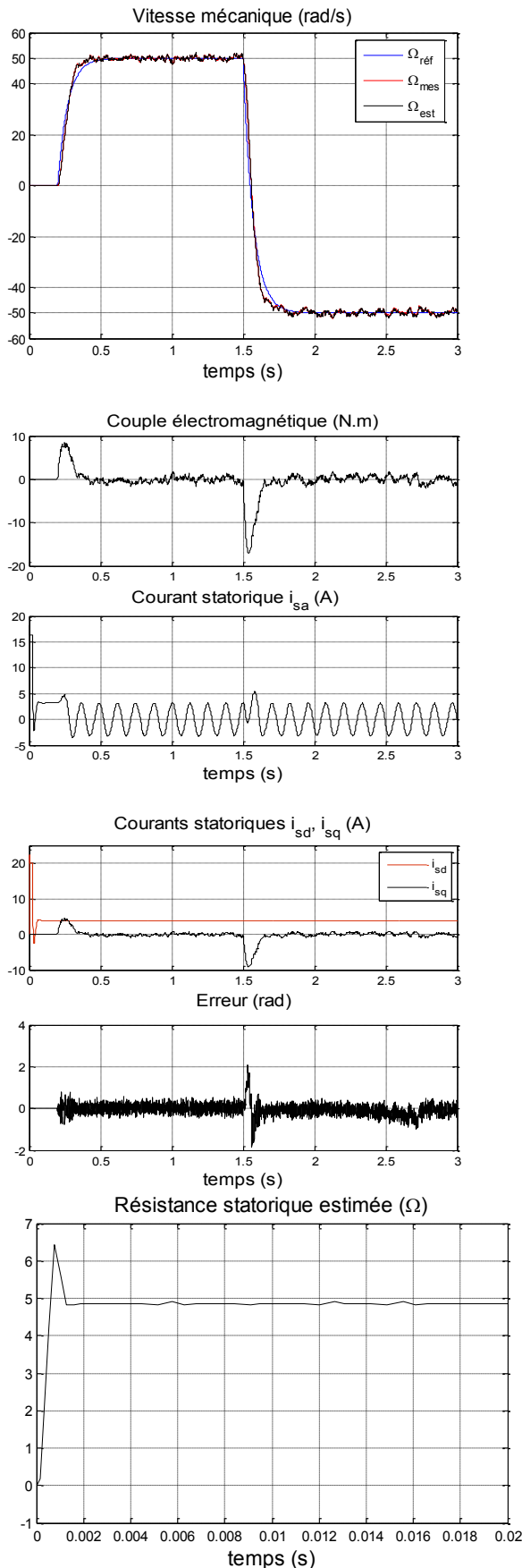


Figure 6 Démarrage avec application d'une charge perturbée

Pour tester la robustesse de la commande, la figure 6 représente l'influence de la charge sur la commande, nous avons appliqué une variation du couple de charge (C_r) de -10 Nm à 10 Nm.

On constate que la vitesse se stabilise effectivement à la valeur de référence désirée avec des petites perturbation dû à la variation de la charge, en plus le courant est maintenu à sa valeur admissible, le découplage est obtenu entre le flux rotorique et le couple électromagnétique, impliquant aussi un bon découplage.

D'après ces résultats on remarque que la commande sans capteur par la technique MRAS basée sur l'estimation de la résistance statorique n'est pas vraiment sensible aux variations de la charge.

CONCLUSION

L'objectif principal de l'estimation de vitesse et de la résistance statorique du moteur asynchrone est de pouvoir implanter un système de commande sans capteur stable en basse vitesse. La faisabilité de cette implantation hybride, associée à un DFOC a été abordée.

La vitesse et la résistance statorique sont estimées et comparées à partir des grandeurs mesurées et intégrées dans le modèle MRAS.

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 technique MRAS y compris dans les conditions de fonctionnement de basses vitesses et dans la région de la vitesse nulle du moteur.

L'estimation de la résistance statorique dans le modèle MRAS offre de meilleurs performances et une stabilité accrue même dans les régimes de fonctionnement sévères vis-à-vis des conditions dégradées de fonctionnement du moteur asynchrone.

REFERENCES

- [1] N.P. Quang and J.A. Dittrich, "Vector of Three-Phase AC machines", System Development in the Practice. Berlin, 2008, pp 107-139.
- [2] F. Mehazzem, A. Reama, and H. Benalla, "Sensorless Nonlinear Adaptive Backstepping Control of Induction Motor", ICGST-ACSE Journal, Vol. 8, Issue III, (2009), pp. 1-8.
- [3] P.D. Marcetic, and S.N. Slobodan, "Speed-Sensorless AC drives with the rotor time constant parameter update," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No.5, (2007), pp 2618-2625.
- [4] J. Holtz, "Methods for speed sensorless control of AC drives," in *Sensorless Control of AC Motors*, IEEE Press Book, 1996.
- [5] H. Zhang, and M. C. Fu, "Applying model reference adaptive search to american-style option pricing," *IEEE Proceedings of the 2006 Winter Simulation Conference (2006)*, pp 711-718.
- [6] Jie Zhang and T.H. Burton. "New approach to field orientation control of CSI induction motor drive," *IEE Proceedings*, Vol.135,Pt. B. No.1; January 1988.
- [7] M. Boussak, and K. Jarray "A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 1, (2006), pp 41-49

- [8] M. Cirrincione, M. Pucci, G Cirrincione, and G Capolino "An MRAS Sensorless Technique Based on the MCA EXIN + Neuron for High Performance Induction Motor Drives," ISSN 0005-1144 ATKAAF AUTOMATIKA, (2005), pp 59-72.
- [9] J. V. Amerongen "Adaptive steering of ships a model reference approach," International Federation of Automatic Control, Automatica, Vol. 20, No. 1, (1984), pp3-14.
- [10] V. Vasic and S.V. Savic "Robust MRAS-Based Algorithm for Stator Resistance and Rotor Speed Identification," IEEE Power Engineering Review, November 2001.
- [11] 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, (1991), pp.275-282.
- [12] M. Bousak, and K. Jarray " A High-Performance Sensorless Indirect Stator Flux Orientation Control of Induction Motor Drive ", IEEE, Trans on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, (2006), pp. 41-49.
- [13] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Cirrincione, G-A. Capolino " An MRAS Sensorless Technique Based on the MCA EXIN + Neuron for High Performance Induction Motor Drives ", Automatika, ATKAAF, Vol.46, (2005), pp. 59-72.
- [14] Z. Zhang, H. Xu, L. Xu, and L. E. Heilman "Sensorless direct field oriented control of three-phase induction motors based on sliding mode for washing machine drive applications," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 3, (2006), pp694-701.
- [15] R. Pena, R. Cardenas, J. Proboste, G. Asher and J. Clare " Sensorless control of a slip ring generator based on rotor current MRAS observer ", IEEE, 36th Annual Power Electronics Specialists Conference, Recife, Brazil, (2005), pp. 2508-2513.

ANNEXES

Paramètres nominaux du moteur asynchrone
 1.5 kW, triphasé, 220/380 V, 11.25/6.5 A, Couplage Y,
 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, $B = 0.00114$ 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.
 p : nombre de paires de pôle.
 Ω : vitesse mécanique ($\Omega = \Omega_s - \Omega_r$).
 ω_{ref} : Pulsation de référence.
 ω_s : Pulsation électrique statorique
 ω_r : Pulsation électrique rotorique ($\omega_r = p \cdot \Omega_r$) .
 k_p, k_i : Actions proportionnelle et intégrale.
 σ : coefficient de dispersion ; $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$.
 T_r : Constante du temps rotorique ; $T_r = L_r / R_r$.