

Contrôle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone basé sur l'approche du MRAS-Mutuel avec flux rotorique orienté

Abdelkader Mechernene ⁽¹⁾, Mokhtar Zerikat ⁽²⁾, Nordine Benouzza ⁽³⁾, Soufyane Chekroun ⁽³⁾, N. Benharir ⁽²⁾

⁽¹⁾ Département de Génie Electrique et Electronique, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen

⁽²⁾ Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Oran

⁽³⁾ Département d'Electrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie, Oran

mechernene_aek@hotmail.com, mokhtar.zerikat@enset-oran.dz, benouzza@yahoo.com, schekroun@hotmail.fr, benharir@yahoo.fr

Résumé : Le présent article concerne un nouvel estimateur de vitesse pour moteur asynchrone, associé à une commande vectorielle à flux rotorique orienté. La technique du MRAS-Mutuel proposée intègre l'estimation simultanée de la vitesse ainsi que celle des résistances statorique et rotorique. Cette approche a le double objectif, en cas de variations des résistances du moteur, d'améliorer d'une part les performances de l'estimateur de vitesse en termes de précision et de convergence, mais aussi de rétablir le découplage du contrôle vectoriel. Afin de vérifier le comportement de la commande, des simulations numériques sont réalisées pour différentes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus prouvent la faisabilité de cette approche et montrent de bonnes performances, à grande vitesse, mais également dans la région des faibles vitesses où l'on constate la perte de l'observabilité.

Mots clés : Moteur asynchrone, commande à flux rotorique orienté, commande sans capteur, système adaptatif à modèle de référence, robustesse.

Abstract: This article deals a new speed estimator for induction motor, combined with vector control by rotor flux oriented. The MRAS technique proposed Mutual integrated the simultaneous estimation of the speed as well as the stator and rotor resistances. This approach has the dual objective, in case of changes in motor resistance, of the one part to improve the performance of the estimator in terms of speed and precision of convergence, and also restore the decoupling of control vector. To verify the behavior of the control, numerical simulations are performed for different operating conditions. The results demonstrate the feasibility of this approach and show good performance at high speed but also in the low speed region where there is loss of observability.

Keywords: Induction motor, rotor flux oriented control, sensorless control, model reference adaptive system, robustness.

NOMENCLATURE

$\hat{\cdot}, \cdot^*$	Grandeurs estimée et de référence
V, I, ϕ	Tension, courant, flux
v_{sd}, v_{sq}	Tensions statoriques d'axes d et q
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Tensions statoriques d'axes α et β
i_{sd}, i_{sq}	Courants statoriques d'axes d et q
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courants statoriques d'axes α et β
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Composantes du flux rotorique d'axes d et q
Ω	Vitesse angulaire du rotor
C_r, C_{em}	Moments du couple de charge et du couple électromagnétique
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique
L_s, L_r, L_m	Inductances statorique, rotorique et mutuelle
T_s, T_r	Constantes de temps statorique : $T_s = L_s / R_s$ et rotorique : $T_r = L_r / R_r$
σ	Coefficient de dispersion : $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$
J, B	Moment d'inertie et Coefficient de frottement
p	Nombre de paire de pole
θ_s	Position du flux rotorique
ω_r	Pulsation électrique rotorique

ω_{gl} Pulsation angulaire de glissement
 ω_s Pulsation statorique : $\omega_s = \omega_r + \omega_{gl}$

1. INTRODUCTION

Depuis quelques années, grâce aux avancées dans les domaines des convertisseurs de puissances et de la micro-électronique, l'emploi du moteur asynchrone à cage ne cesse de croître dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. De ce fait, différentes commandes ont été développées, permettant de doter la machine asynchrone de la précision, de la souplesse de contrôle et de la qualité de la conversion électromagnétique, naturellement obtenues avec le moteur à courant continu.

Aujourd'hui, les commandes du moteur asynchrone peuvent être classées en deux groupes [1] :

- les commandes scalaires, de type V/f , caractérisées par de faibles performances surtout à basse vitesse ;
- les commandes vectorielles qui assurent des dynamiques rapides et précises, telles que les commandes par orientation de flux rotorique, la commande directe du couple, la commande non-linéaire ou la commande à modes glissants.

La majeure partie de ces stratégies de commande nécessitent une connaissance précise de la vitesse mécanique. Toutefois, les inconvénients inhérents à l'utilisation des capteurs de vitesse sont multiples, en effet, ceux-ci sont sensibles aux perturbations électromagnétiques, aux vibrations ou à la température. Ils nécessitent un encombrement supplémentaire pour leur installation et requièrent donc des précautions particulières et une connectique soignée. D'autre part, ils engendrent une perte de fiabilité, un surcoût et une augmentation de la complexité de l'équipement ainsi que de la maintenance, limitant leur mise en œuvre dans de nombreuses applications [1]-[2].

La plupart des travaux relatés dans la littérature traitent séparément le problème de la suppression du capteur de vitesse et celui du manque de robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations paramétriques. Aussi, l'objectif de cet article est de proposer une commande robuste à flux rotorique orienté, équipé d'un contrôle sans capteur basé sur l'approche du MRAS-Mutuel, intégrant l'estimation des résistances du stator et du rotor. Ceci afin d'améliorer d'une part les performances de l'estimateur de vitesse en termes de précision et de convergence et d'autre part de rétablir le découplage du contrôle vectoriel. En effet, la sensibilité paramétrique de la commande vectorielle est principalement liée aux variations de la résistance rotorique ; alors que ce sont surtout celles de la résistance statorique qui affecte les performances du MRAS à faible vitesse.

Ainsi, l'estimation simultanée et de manière parallèle des résistances est de la plus haute importance pour un fonctionnement stable et précis dans une large gamme de vitesse, et spécialement dans la région des faibles vitesses [3].

2. MODELE DYNAMIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE

2.1. Modèle dynamique dans le repère ($d-q$)

Dans l'objectif d'une commande en tension, le modèle mathématique du moteur asynchrone peut être décrit dans le repère biphasé tournant à la vitesse du champ statorique par le système d'équations non-linéaires ci-dessous [4].

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot i_{sq} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{rd} + K \cdot \omega_r \cdot \phi_{rq} \\ -\omega_s \cdot i_{sd} - \gamma \cdot i_{sq} - K \cdot \omega_r \cdot \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (1)$$

avec les notations suivantes :

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{R_r \cdot L_m^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \quad K = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2)$$

et la vitesse électrique du rotor est alors définie par :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p^2 \cdot (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) - \frac{p}{J} \cdot C_r - \frac{B}{J} \cdot \omega_r \quad (3)$$

Le couple de charge C_r étant considéré comme une perturbation extérieure.

2.2. Modèle dynamique dans le repère (α - β)

Le modèle mathématique du moteur asynchrone est décrit dans le repère biphasé lié au stator par le système d'équations non-linéaires suivant [4] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} + K \cdot \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ -\gamma \cdot i_{s\beta} - K \cdot \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} - \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\beta} + \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

3. APPROCHES MRAS ET MRAS-MUTUEL

3.1. Description de l'estimateur MRAS classique

Le principe d'un estimateur de vitesse avec MRAS basé sur les flux rotoriques consiste en la comparaison des sorties de deux estimateurs de flux, obtenues par des formulations différentes [5]-[6]. Le premier estimateur est fondé sur les équations statoriques définissant un modèle en tension, indépendant de la vitesse à estimer, il est appelé modèle de référence. Le deuxième, dit modèle ajustable ou adaptatif, est quant à lui décrit par les équations rotoriques, il définit un modèle en courant lié explicitement à la vitesse. Pour les deux modèles, l'estimation des composantes du flux rotorique est basée uniquement sur la mesure des tensions et des courants statoriques exprimés dans le repère $(\alpha-\beta)$.

Le modèle de référence est défini par le système d'équation :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (v_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt}) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (v_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta} - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt}) \end{cases} \quad (5)$$

alors que le modèle ajustable est déterminé par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}_r \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (6)$$

Après comparaison, un mécanisme d'adaptation prend en entrée un signal d'erreur significatif de l'écart existant entre les deux estimateurs de flux, ce signal peut être défini par :

$$e_{\phi_r} = (\phi_{r\beta} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \cdot \hat{\phi}_{r\beta}) \quad (7)$$

Cet organe a pour objectif de générer la valeur de la vitesse estimée, à réintroduire dans le modèle ajustable afin d'annuler l'erreur entre les deux modèles d'estimation du flux. Il doit donc faire converger cette erreur vers zéro, en fournissant une réponse rapide et en garantissant la stabilité du système. C. Schauder étudie la stabilité de cet algorithme en appliquant le critère dit de l'hyperstabilité [7]. Enfin la vitesse estimée peut être exprimée par une loi de type proportionnelle et intégrale donnée par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_r = k_p \cdot e_{\phi_r} + k_i \cdot \int e_{\phi_r} \cdot dt \quad (8)$$

k_p et k_i étant les gains proportionnel et intégral.

La figure 1 illustre la structure de l'estimateur MRAS basé sur les flux rotoriques.

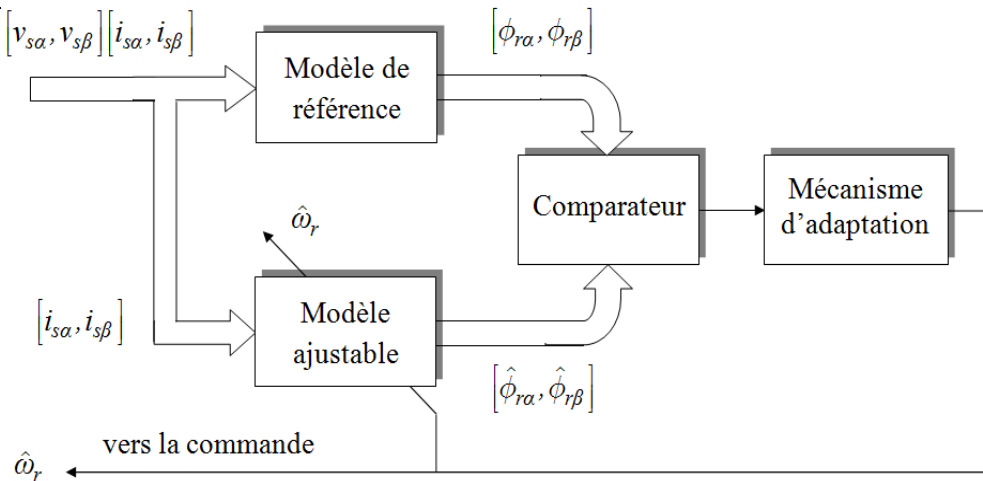


Fig.1. Structure de l'estimateur MRAS

3.2. Description de l'estimateur MRAS-Mutuel proposé

L'approche du MRAS-Mutuel, basée sur les flux rotoriques, permet l'estimation simultanée des valeurs de la vitesse et de la résistance statorique du moteur asynchrone. Pour l'estimation de la vitesse, de manière identique au MRAS classique, le modèle en tension est utilisé comme modèle de référence et le modèle en courant sert de modèle ajustable. Pour l'identification de la résistance du stator, les rôles des estimateurs sont permutés, le modèle en courant définit le modèle de référence, tandis que le modèle en tension détermine le modèle ajustable [8]. Deux mécanismes d'adaptation sont alors nécessaires pour minimiser l'écart entre les deux modèles en faisant converger les erreurs respectives asymptotiquement vers zéro.

V. Vasis et al [8] ont proposé deux lois pour définir les mécanismes d'adaptation devant estimer la vitesse rotorique et la résistance du stator en ligne :

$$\hat{\omega}_r = k_{por} \cdot e_{\phi_r} + k_{ior} \cdot \int e_{\phi_r} \cdot dt \quad (9)$$

$$\hat{R}_s = k_{pRs} \cdot e_{Rs} + k_{iRs} \cdot \int e_{Rs} \cdot dt \quad (10)$$

k_{por} , k_{pRs} et k_{ior} , k_{iRs} sont les gains des deux contrôleurs PI formant les mécanismes d'adaptation.

Les signaux d'erreur e_{ϕ_r} et e_{Rs} , résultats de la comparaison des sorties des deux estimateurs de flux, sont exprimées par les relations suivantes :

$$e_{\phi_r} = (\hat{\phi}_{r\beta_v} \cdot \hat{\phi}_{r\alpha_i} - \hat{\phi}_{r\alpha_v} \cdot \hat{\phi}_{r\beta_i}) \quad (11)$$

$$e_{Rs} = i_{s\alpha} \cdot (\hat{\phi}_{r\alpha_v} - \hat{\phi}_{r\alpha_i}) + i_{s\beta} \cdot (\hat{\phi}_{r\beta_v} - \hat{\phi}_{r\beta_i}) \quad (12)$$

$\hat{\phi}_{r\alpha_v}$ et $\hat{\phi}_{r\beta_v}$ étant les composantes du flux rotorique fournies par l'estimateur basé sur le modèle en tension, alors que $\hat{\phi}_{r\alpha_i}$ et $\hat{\phi}_{r\beta_i}$ sont celles délivrées par l'estimateur basé sur le modèle en courant.

Dans le double objectif d'améliorer la précision de cet estimateur et de retrouver le découplage entre le flux et le couple, lorsque la valeur de la résistance rotorique varie, nous proposons une extension à la version initiale du MRAS-Mutuel développée par V.Vasis et al. En effet, la commande à flux rotorique orienté est très sensible aux variations de la résistance rotorique. D'autre part, la valeur de la constante de temps rotorique existe explicitement dans les équations du modèle en courant, ce qui affecte la précision de l'estimateur. Il est donc nécessaire d'intégrer l'estimation de la résistance rotorique afin d'obtenir une commande robuste et une bonne qualité d'estimation de la vitesse.

En supposant que les enroulements du moteur soient à la même température, ses résistances varieront de manière proportionnelle. La valeur de la résistance du rotor peut alors être calculée par la relation suivante :

$$\hat{R}_r = \hat{R}_s \cdot \frac{R_m}{R_{sn}} \quad (13)$$

R_{sn} et R_{rn} représentant respectivement les valeurs nominales des résistances statorique et rotorique. Cette hypothèse permet de déduire la valeur de la résistance rotorique à partir de la seule estimation de la résistance statorique, ce qui simplifie la commande et réduit son coût algorithmique.

La figure 3 illustre la nouvelle structure de l'estimateur MRAS-Mutuel :

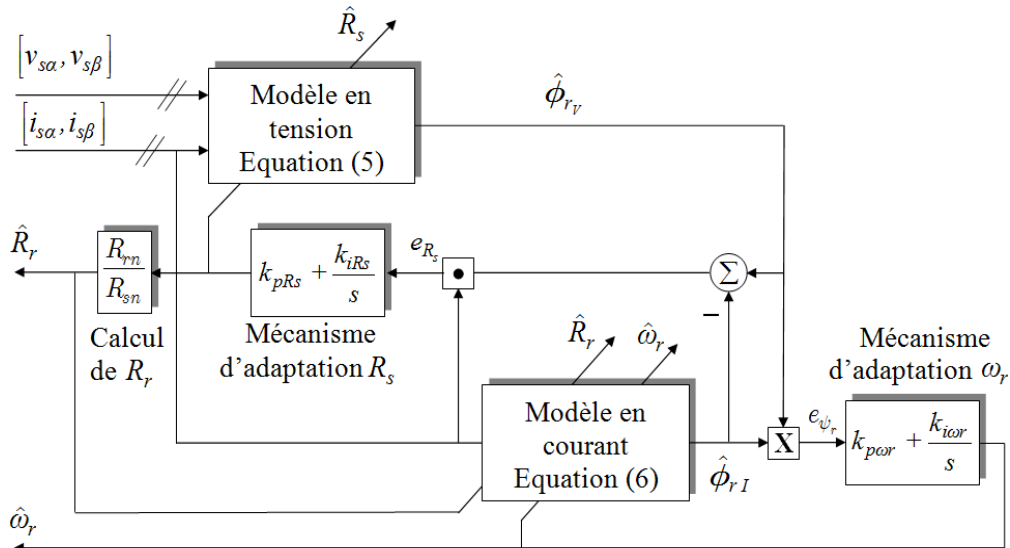


Fig.3. Nouvelle structure de l'estimateur MRAS-Mutuel

4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE ASSOCIEE AU MRAS-MUTUEL PROPOSE

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est considérée comme la technique la plus utilisée pour les entrainements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées et une maîtrise excellente des régimes transitoires. Son objectif est d'obtenir un contrôle indépendant du flux et du couple électromagnétique analogue à celui du moteur à courant continu, pour lequel existe un découplage naturel entre le courant d'excitation commandant le flux, et le courant d'induit lié au couple [9].

La commande est alors élaborée dans un système d'axe ($d-q$) lié au champ tournant de telle sorte que l'axe (d) coïncide avec le flux rotorique, ce qui revient à conserver la composante directe du flux et à annuler sa composante en quadrature.

Ce qui est exprimé par la condition d'orientation suivante :

$$\phi_{rq} = 0 \quad \phi_r = \phi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} \quad (14)$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot \phi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (15)$$

et les équations de la commande sont alors données par les équations suivantes :

$$i_{sd}^* = \frac{1}{L_m} \cdot \phi_r^* \quad (16)$$

$$i_{sq}^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{L_r}{p \cdot L_m} \cdot \frac{C_{em}}{\phi_r^*} \quad (17)$$

Le contrôle indirect (IRFOC), privilégié dans ce travail, ne nécessite pas la connaissance du module du flux rotorique. Le flux est alors contrôlé en boucle ouverte et sa valeur de référence imposée par un bloc de défluxage. Quant à sa position, elle est déterminée par intégration de la pulsation statorique elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse estimée et de la pulsation de glissement [10] :

$$\theta_s = \int \omega_s .dt = \int \left(\omega_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}^*}{\phi_r^*} \right) dt \tag{18}$$

La régulation de la vitesse est réalisée par un contrôleur de type PI, devant minimiser l’erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse estimée afin de générer la valeur du couple électromagnétique de référence.

La régulation de la vitesse est réalisée par un contrôleur de type PI, devant minimiser l’erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse estimée afin de générer la valeur du couple électromagnétique de référence. De manière identique, la régulation des courants statoriques direct et de quadrature est confiée à deux régulateurs PI. Un bloc de découplage est introduit afin de séparer les actions mutuelles entre les deux axes orthogonaux d et q .

La figure 4 montre la structure de la commande vectorielle indirecte associée au MRAS-Mutuel.

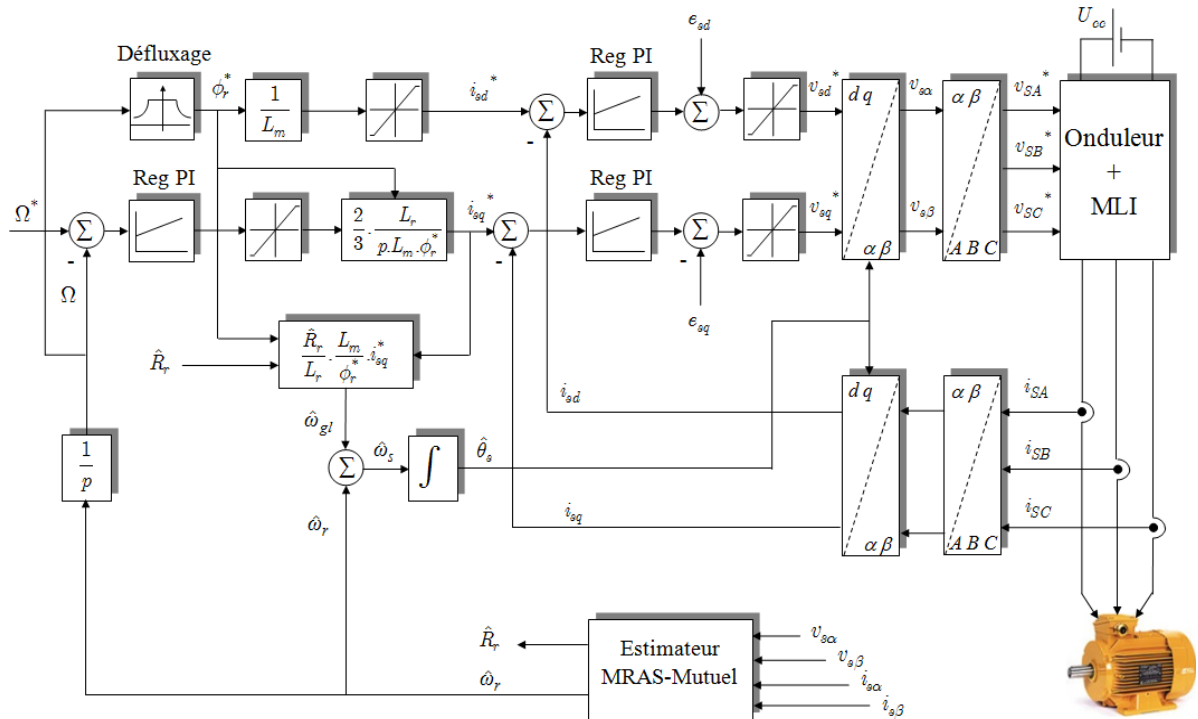


Fig.4. Structure de la commande vectorielle indirecte sans capteur associée à l’estimateur MRAS-Mutuel proposée

Enfin, les références de tension, délivrées par les contrôleurs de courant, imposent le flux et le couple électromagnétique désirés par l’intermédiaire d’une transformation de Park inverse et via un onduleur de tension piloté par la technique MLI sinus-triangle.

5. RESULTATS ET INTERPRETATIONS

Afin de valider l’approche proposée, des tests ont été effectués. Les simulations sont réalisées sous l’environnement logiciel MATLAB/Simulink, la méthode de calcul adoptée étant basé sur l’algorithme de Runge-Kutta d’ordre 4.

La consigne de vitesse impose un profil trapézoïdal variant entre +100 et -100 rad/s présentant deux zones de non-observabilité, l’une, entre 1,7 et 2,5 s sans couple de charge et avec une vitesse nulle, l’autre entre 4 et 4,8 s avec la demi-charge nominale $C_r = 5$ N.m et une vitesse de -4 rad/s.

La figure 5 montre le comportement du système d’entraînement pour les paramètres nominaux du moteur. L’erreur d’estimation de la vitesse reste très faible, et présentent de petites oscillations lors du démarrage avec des écarts mineurs lors des changements de vitesse.

Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux est maintenu dans les différentes phases de fonctionnement. Enfin, le passage dans les zones critiques de non-observabilité est satisfaisant. Des tests ont été réalisés dans le but de vérifier la robustesse de la commande IRFOC et de l’estimateur MRAS-Mutuel. Les essais concernent des fonctionnements avec des variations de -15% et +20% autour des valeurs nominales, R_{sn} et R_{m} , des résistances du moteur.

La figure 6 présente l'évolution des erreurs d'estimation, des composantes directes et de quadrature, ϕ_{rd} et ϕ_{rq} , du flux rotorique et celles du courant i_{sq} . Les réponses montrent une faible sensibilité vis à vis des variations des résistances. Les erreurs d'estimation restent minimales, l'orientation du flux et le découplage sont bien conservés pendant le démarrage, en régime permanent et en présence du couple de charge.

Pour la première zone critique, donc sans charge, les performances restent satisfaisantes, par contre lors de la seconde zone de non-observabilité, on constate une augmentation de l'amplitude des oscillations lors des changements de vitesse, et des erreurs d'estimation plus importantes.

Le découplage est maintenu, mais se détériore lors des transitoires dans la deuxième zone critique. Le courant statorique n'est que très peu affecté par la variation des résistances. Toutefois, les performances statiques et dynamiques du système d'entraînement restent satisfaisantes et montrent une excellente robustesse.

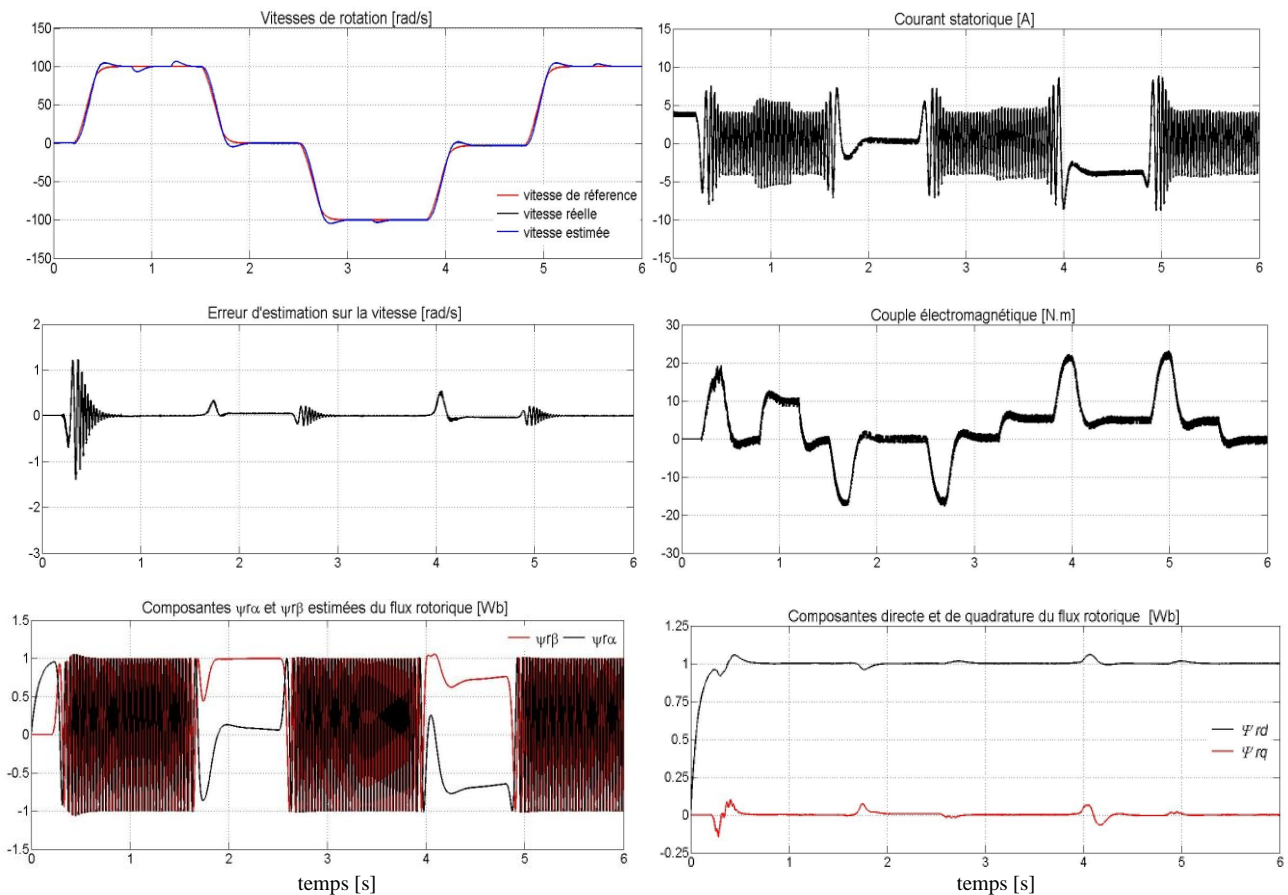
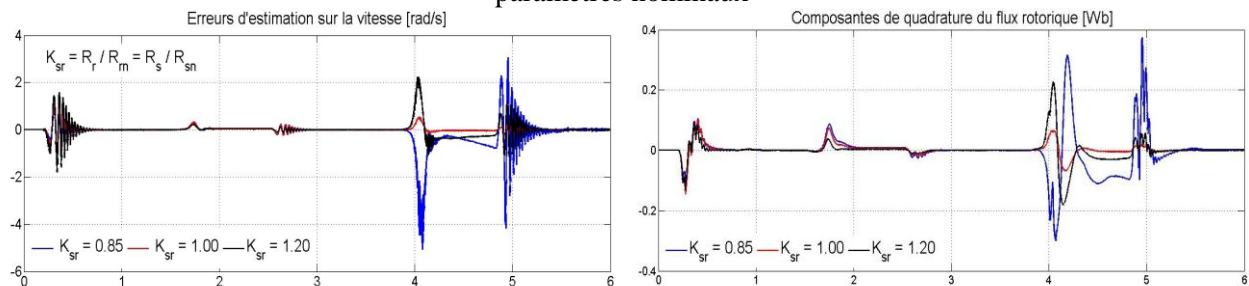


Fig.5. Performance de la commande IRFOC avec l'estimateur MRAS-Mutuel proposé - Essai avec paramètres nominaux



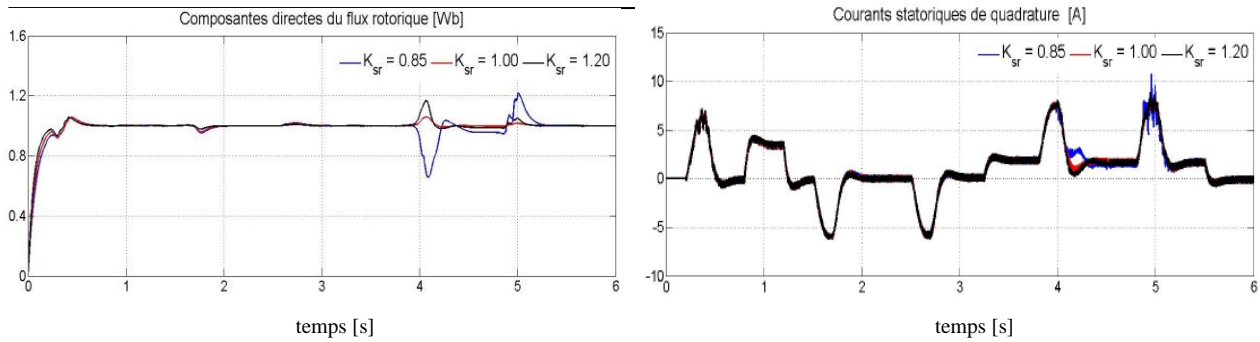


Fig.6. Essais avec variations de -15 et +20% autour des valeurs nominales des résistances des enroulements du stator et du rotor

Les figures 7 et 8 montrent l'estimation des résistances du moteur pour des fonctionnements avec les valeurs nominales, puis avec des variations de -15% et +20%.

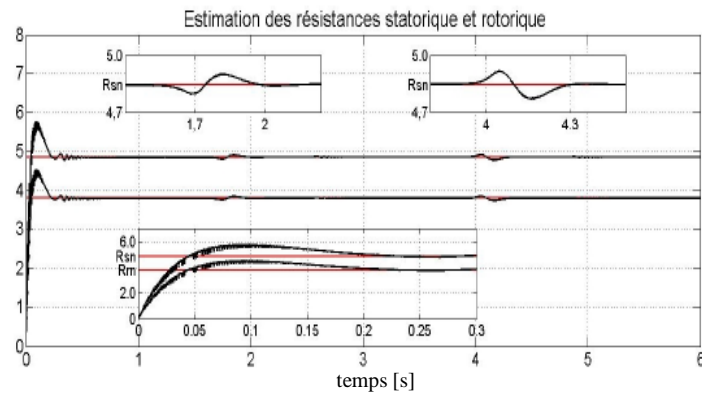


Fig.7. Estimation des résistances statorique et rotorique - Essai avec résistances nominales

L'estimation des résistances converge de manière précise et plus rapidement que celle de la vitesse. Les résistances estimées atteignent leurs valeurs réelles en moins de 0.2 s après la mise sous tension, avec des dépassements de 18%, puis conservent ces valeurs pour n'être que très faiblement influencé lors des changements de vitesse.

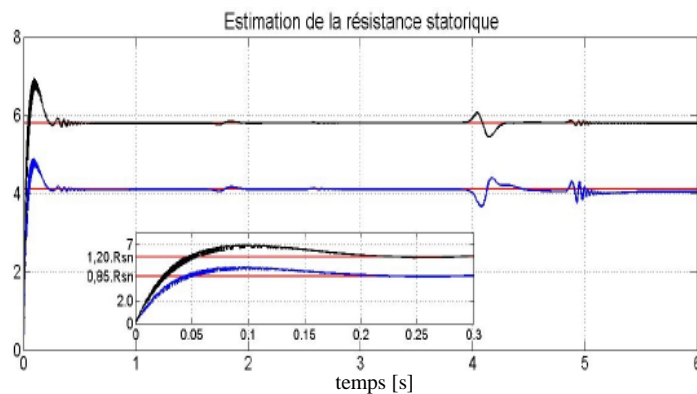


Fig.8. Estimation de la résistance statorique - Essai avec variations de -15 et +20% autour des valeurs nominales des résistances du moteur

6. CONCLUSION

Cette étude est consacrée à la synthèse d'une commande vectorielle sans capteur pour un moteur asynchrone. L'estimateur proposé est basé sur l'approche du MRAS-Mutuel qui intègre l'estimation simultanée de la vitesse de rotation ainsi que celle des résistances statorique et rotorique. L'objectif étant, non seulement de supprimer le capteur mécanique de vitesse, mais également de rétablir le découplage entre le flux et le couple électromagnétique du contrôle vectoriel, ce dernier se détériorant lors des variations des résistances du moteur. L'algorithme proposé est analysé, son efficacité est évaluée par des simulations

numériques pour des fonctionnements à grandes et faibles vitesses avec des zones de non-observabilité. Les résultats obtenus confirment la validité de la méthode et prouvent qu'il est possible de concevoir un estimateur de vitesse pour la commande robuste d'un moteur asynchrone sans capteur dotée d'excellentes performances dans une large plage de vitesse. Par conséquent, cette méthode peut trouver une utilisation pratique dans de nombreuses applications pour systèmes d'entraînement à vitesse variable et sans capteur mécanique.

ANNEXES

Paramètres nominaux du moteur asynchrone

Grandeurs nominales :

1,5 kW, 220/380 V, 3,7/6,5 A, 50 Hz, 1420 tr/mn

Paramètres nominaux :

$R_s=4,85 \Omega$, $R_r=3,805 \Omega$, $L_s=0,274$ H, $L_r=0,274$ H

$L_m=0,258$ H, $J=0.031$ kg.m², $B=0.00334$ N.m.s/rad

REFERENCES

- [1] J. Bocker, S. Mathapati, State of the Art of Induction Motor Control, Proceeding of IEEE International Conference on Electric Machines Drives, Vol. 2, 2007, pp 1459-1464
- [2] K.L. Shi, T.F. Shan, Y.K. Wong, S.L. Ho, Speed Estimation of an Induction Motor Drive using an Optimized Extended Kalman Filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 49 Issue.1 (2002), 124-133
- [3] M. Rashed, A.F. Stronach, A Stable Back-EMF MRAS-based Sensorless Low Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation, Proceeding of IEEE Electric Power Applications, Vol. 151, No. 6, 2004, pp. 685-693
- [4] N-P. Quang, J-A. Dittrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines, System Development in the Practice. Springer Berlin, 2008
- [5] M.N. Marwali, A. Keyhani, A Comparative Study of Rotor Flux based MRAS and Back EMF based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines, Proceeding of IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Second IAS Annual Meeting, Vol. 1, 1997, pp. 160-166
- [6] S. Maiti, C. Chakraborty, Y.Hori, M.C. Ta, Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive utilizing Reactive Power, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 55 No. 2 (2008), 594-601
- [7] C. Schauder, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 28 No. 5 (1992) 1054-1061
- [8] V. Vasic, 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 (2003) 476-483
- [9] F. Blaschke, The principle of Field Orientation as applied to the new Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines, Siemens Review, XXXIX, No. 5 (1972) 217-220
- [10] P.L. Jansen. R.D. Lorenz, D.W. Novotny, Observer based Direct Field Orientation Analysis and Comparison of Alternative Method, IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 30 No. 4 (1994) 945-953