

Compensateur PI flou de la variation de la résistance statorique d'un moteur à reluctance variable commande par DTC

M'hamed BIRAME, Bachir MOKHTARI, Lakhdar MOKRANI,
Boubakeur AZOUI, Aziz NAAMANE and Nacer M'SIRDI

Résumé : Dans cet article, on présente une étude par simulation de l'effet de variation de la résistance statorique r_s d'un MRV sur la stabilité de la commande par DTC, et pour remédier cette influence, un estimateur PI flou est présenté afin de corriger les valeurs estimées utilisées par la DTC à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique.

Les résultats de simulations montrent la qualité et la robustesse de ce correcteur PI Flou qui a renforcé la stabilité de la commande par DTC du MRV

Mots clés : MRV, DTC, Estimateur flou, Onduleur de tension triphasé à MLI vectorielle.

1. INTRODUCTION

Les moteurs électriques représentent, de plus en plus, la charge électrique la plus importante car ils sont utilisés dans tous les secteurs et ont un grand domaine d'application

La plupart de l'énergie électrique est consommée par des moteurs synchrones ou asynchrones classiques mais aussi de nouveaux types de moteurs émergent dans l'industrie comme les moteurs synchrones à aimant permanent et les moteurs à reluctance variable [1],[2]. [3].

La simple structure et la robustesse des machines synchrones à reluctance variable leur a permis d'entrer dans les entraînements à vitesse variable.

Leur rotor peut supporter des vitesses très grandes et des couples très importants. La performance de ces machines est améliorée par l'augmentation de l'anisotropie de leur rotor. Ainsi, elles possèdent des performances comparables à celles des machines synchrones à aimants permanents

Les moteurs synchrones à reluctance variable (MSRV) étaient le centre de beaucoup de recherche pendant les dernières trois décennies. Une étude comparative entre les différentes machines alternatives de faible puissance a montré que cette machine présente un couple massif compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants. De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone à cause de sa saillance inhérente [4],[5].

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande,

câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [1]. La commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones et synchrones qui a été introduite en 1985 par Takahashi et Depenbrock peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu [2],[6]. C'est une nouvelle stratégie de commande concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique du stator.

La commande des systèmes par les méthodes classiques exige la bonne connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celle-ci. La DTC est une commande qui est basée sur l'estimation de l'amplitude et de la position du flux statorique, et du couple électromagnétique à partir du courant et de la tension statoriques I_s , V_s . Seule la variation de la résistance du stator due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites, dégradent la performance d'une commande DTC du MRV. Plusieurs recherches récentes ont prouvé que la variation de cette résistance statorique peut réduire la robustesse de l'entraînement voire même provoquer une instabilité de l'actionneur en introduisant des erreurs dans le flux estimé et la position entre les composantes du flux [4][5].

Cette variation paramétrique peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de résistance statorique ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple électromagnétique.

Plusieurs correcteurs ont été proposés pour établir cette estimation afin de remédier ce problème de variation de r_s , dont on cite principalement le régulateur PI conventionnel, le régulateur flou, le régulateur neuronal, ... etc.[7]

Dans cet article, on discutera l'effet de variation de la résistance du stator sur la stabilité de la commande par DTC et on proposera comme solution pour renforcer cette stabilité d'implanter un estimateur PI flou de cette variation paramétrique pour corriger l'estimation des valeurs du flux et du couple utilisées par la DTC [8][9].

2. MODELISATION DE LA MRV

Le modèle de la MRV à stator lisse sans amortisseurs:

Les équations électriques de la MRV seront [2], [3]:

$$v_d = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_d}{dt} - p \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_q}{dt} + p \frac{d\theta}{dt} \varphi_d$$

Où les flux suivant l'axe d et l'axe q est:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Ce qui se traduit en écriture matricielle par:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + p \Omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (3)$$

L'équation de couple dévient:

$$C_e = p(\varphi_d i_{sq} - \varphi_q i_{sd}) = p((L_d - L_q) I_{sd} I_{sq}) \quad (4)$$

L'expression de l'équation mécanique de la machine est:

$$J \dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (5)$$

3. PRINCIPE DU CONTROL DIRECT DE COUPLE

La commande DTC d'un moteur synchrone à réluctance variable est basée sur la détermination directe de la séquence de commandes appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Cette stratégie est basée généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique. La commande par DTC du MSAV, peut être schématisée par la figure 1.

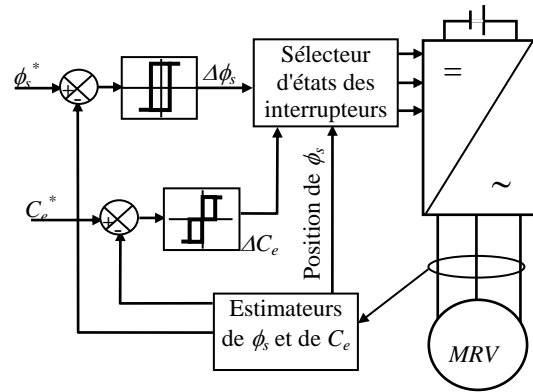


Fig. 1. Schéma d'une commande DTC d'un MRV alimenté par un onduleur triphasé à MLI.

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (6)$$

La DTC est déduite en se basant sur les deux approximations décrites par les formules (6) et (7) [1]:

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_E \rightarrow \Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_E \quad (7)$$

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_s = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\varphi}_s = \arctg \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (8)$$

Selon la formule (6), on peut négliger la chute de tension statorique due à la résistance du stator (cas des vitesses élevées par exemple). Avec cette supposition, la variation du flux est proportionnelle à la tension statorique appliquée. Une tension appliquée dans la même direction que le vecteur flux fait augmenter le module de celui-ci et vice versa.

Un onduleur de tension triphasé à MLI permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur [1],[3]. Ces positions sont illustrées dans la figure (2).

La DTC est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé sur l'emploi de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [2],[3].

Par ailleurs, le tableau (I) présente les séquences correspondant à chaque position, sachant que l'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, qui délivre 1 si cette erreur est positive et 0 si elle est négative. De même, l'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, et qui délivre 1 si elle est positive, 0 si elle est nulle, et -1 si elle est négative. L'utilisation des trois états précédents pour régler le couple a été proposée pour essayer de minimiser la fréquence de commutation moyenne, car

la dynamique du couple est, en général, plus rapide que celle du flux [1]-[3], [7].

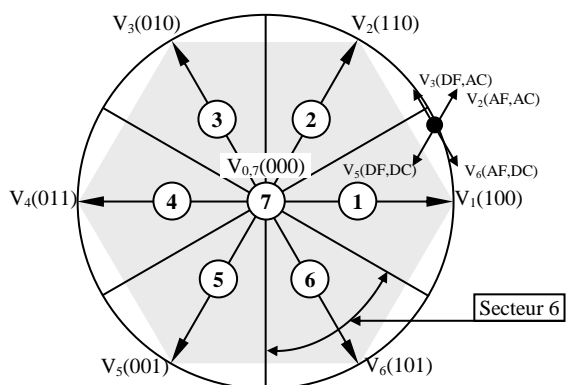


Fig. 2. Différents vecteurs de tensions statoriques délivrées par un onduleur de tension à deux niveaux.

AF : Augmenter le Flux DF : Diminuer le Flux.
AC : Augmenter le Couple DC : Diminuer le Couple.

Tab. I. Table de localisation des vecteurs tensions.

$\Delta\phi$	ΔC_e	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Où, Si=1,...,6 : Secteurs de localisation du vecteur de flux statorique.

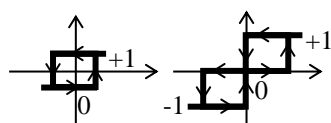


Fig. 3. Différents comparateurs à hystérésis utilisés pour commander le flux et le couple.

4. PROBLEMES LIES A LA VARIATION DE LA RESISTANSE STATORIQUE

Dans un fonctionnement à basse vitesse où il y a une variation de r_s , l'information obtenue par les expressions précédentes de flux et de couple sera faussée, et par conséquent la commande par DTC perd ses performances et peut devenir instable [12].

Toute variation de la résistance statorique peut créer un déséquilibre dans les équations des composantes de flux statorique du MRV, exprimées en régime nominal.

L'estimation du flux statorique du MRV en partant d'un modèle invariable qui ne tient pas compte de l'évolution de la résistance statorique durant le fonctionnement, est sans doute entaché d'erreur par rapport au flux réel du moteur [6],[7].

Cette erreur influe sur le module de flux statorique ainsi que le couple électromagnétique, ce qui signifie une importante erreur sur la position qui cause une mauvaise sélection d'état des interrupteurs et entraîne une instabilité au fonctionnement du moteur.

5. ESTIMATEUR FLOU DE LA RESISTANCE DU STATOR

On développe ici une nouvelle approche d'un correcteur flou pour implanter la DTC avec un nombre de règles floues minimal. On cherche alors, à trouver une estimation qui détecte la variation de la résistance statorique durant le fonctionnement du MRV, afin de l'utiliser pour corriger la valeur de r_s et obtenir une bonne estimations du flux et du couple.

$$\varphi_s^* = \sqrt{L_d^2 I_{sd}^2 + L_q^2 I_{sq}^2} \tag{9}$$

$$C_e^* = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \tag{10}$$

Après avoir résolu le système formé des deux équations (8). (9), on trouve le courant statorique de référence I_s^* :

$$I_s^* = \sqrt{(I_{sd}^*)^2 + (I_{sq}^*)^2} \tag{11}$$

L'écart entre le courant statorique de référence et le courant réel, $e(k) = I_s^*(k) - I_s(k)$, et la variation de cet écart $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$, sont utilisés comme variables floues d'entrée de l'estimateur flou de r_s , dont le schéma bloc est illustré par la figure (4). La fuzzification des variables linguistiques d'entrée et de sortie de l'estimateur flou est illustrée par la figure (5), et la défuzzification a été réalisée par la méthode du centre de gravité [8][9][10][11]. Par ailleurs, les règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau (II).

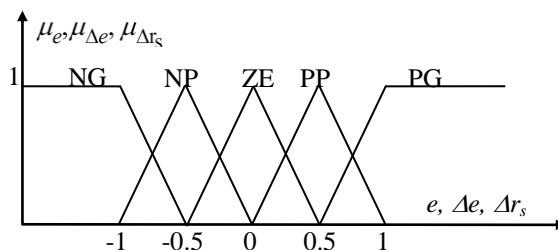


Fig. 4. Fuzzification des variables linguistiques floues de l'estimateur.

Tab. II. Règles d'inférence floues de l'estimateur de Δr_s .

Δe	PL	PS	ZE	NL	NS
PL	PL	PL	PL	PS	ZE
PS	PL	PL	PS	ZE	NS
ZE	PL	PS	ZE	NS	NL
NL	PS	ZE	NS	NL	NL
NS	ZE	NS	NL	NL	NL

D'après la formule (6), si la résistance statorique subit une augmentation à tension et flux donnés, le courant statorique du moteur diminue.

Par conséquent, on doit diminuer le courant estimé afin de suivre la variation réelle du courant statorique, pour cela on fait croître la résistance estimée. Donc on doit augmenter r_s pour une diminution de I_s par rapport à I_s^* , et vice versa.

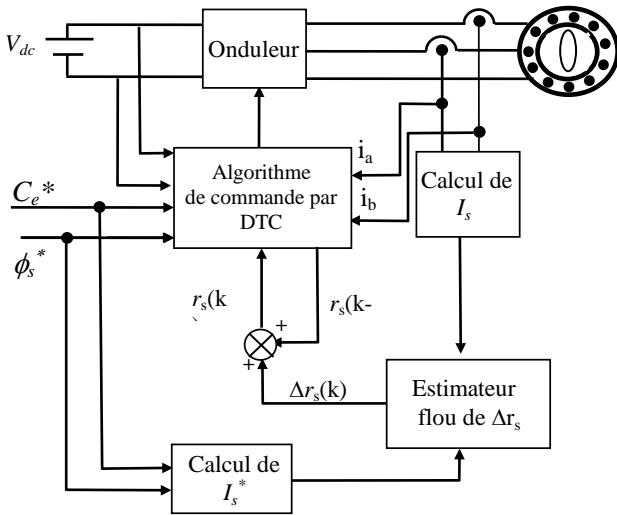


Fig. 5. Schéma bloc d'une commande par DTC du MRV dotée d'un estimateur flux de la résistance statorique r_s .

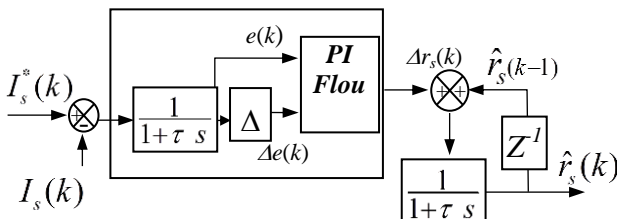


Fig. 6. Schéma bloc d'un estimateur flux de la résistance statorique r_s .

6. RESULTATS DE SIMULATION

Le tableau (III), résume les paramètres du MRV utilisé dans la simulation.

Tab. III. Paramètres du MRV.

Nombre de paires de pôles	3
Puissance KW (at 50 Hz)	1.5
Tension d'alimentation (V)	220/380
Résistance statorique (Ω)	1.4
$L_d ; L_q$ (H)	0.0072; 0.0028
Inertie J (Kg.m ²)	0.00176
Coeffic de frott f_r (Nm/(rad/s))	0.0038

Dans cette étude de simulation, on traite deux cas de fonctionnement :

6.1. Fonctionnement sans compensation

Le MRV démarre à vide jusqu'à l'instant $t=0.1$ (s) où on applique une charge nominale de 2 (Nm) (voir figure (8)). La figure (7), montre l'évolution de la variation de la résistance statorique de 100% au bout de 0.08 (s) à partir de 0.02(s), puis elle se stabilise à une

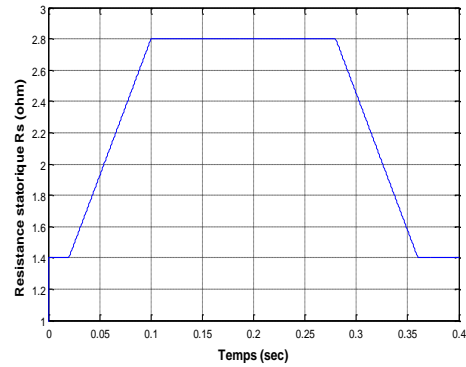


Fig. 7. Variation imposée à la résistance statorique du MRV.

valeur de deux fois sa valeur nominale et à $t=0.28$ (s), la résistance est diminuée et rejoint sa valeur nominale.

La figure (8), présente l'influence de cette variation sur les couples électromagnétiques réel et estimé du MRV. On remarque que le couple a dévié de sa référence. D'autre part, le flux réel de la machine illustré par la figure (9), s'oscille au tour de sa consigne (0.43 Wb). De plus, la figure (10) montre que la variation de r_s déforme le champ statorique, présenté dans le plan (α, β) .

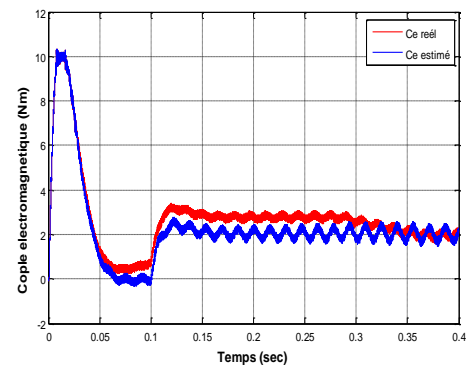


Fig. 8. Couples électromagnétiques réel et estimé sans compensation de r_s .

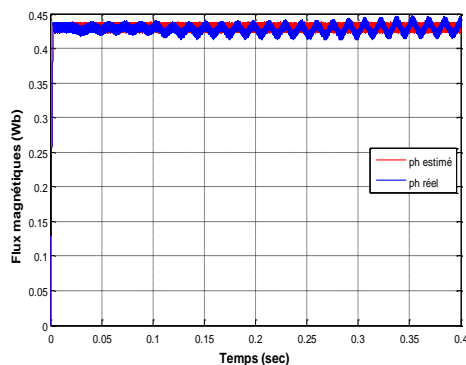


Fig. 9. Flux statoriques estimé et réel estimé sans compensation de r_s .

6.2. Fonctionnement avec compensation

Dans cette partie de simulation, on a introduit un estimateur flux de la résistance du stator afin de corriger l'estimation du flux statorique et du couple, les gains de cet estimateur flux sont obtenus après

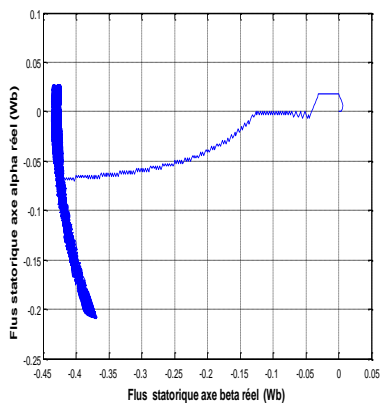


Fig. 10. Flux statorique du MRV dans le plan (α,β) , sans compensation floue de r_s .

plusieurs simulations afin d’atteindre les meilleurs résultats, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_e=210, K_{\Delta e}= 215 \text{ et } K_{\Delta r_s}=20$$

La figure (11) illustre l’évolution des résistances, réelle et estimée (délivrée par le compensateur flou proposé). Les deux grandeurs sont pratiquement confondues en régime établi. Les couples réel et estimé sont illustrés par la figure (12). On remarque que ces deux couples coïncident quand la résistance estimée atteint sa valeur en régime établi.

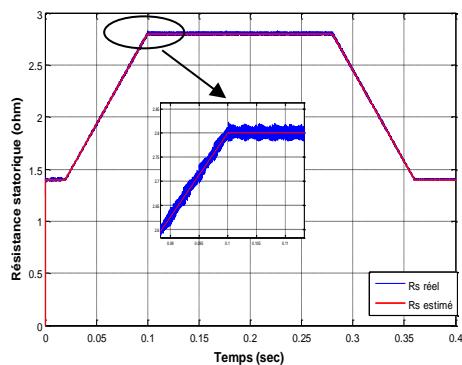


Fig. 11. Résistance statorique estimée par le correcteur flou proposé.

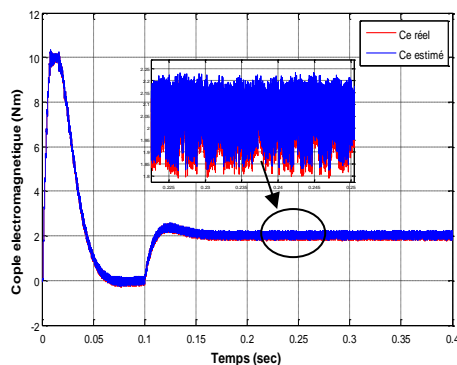


Fig. 12. Couples électromagnétiques estimé et réel confondus, en présence de l’estimateur flou.

La figure (13), montre la bonne compensation de la réponse du flux statorique en utilisant le régulateur flou. En effet, ce flux a été rétabli convenablement à sa

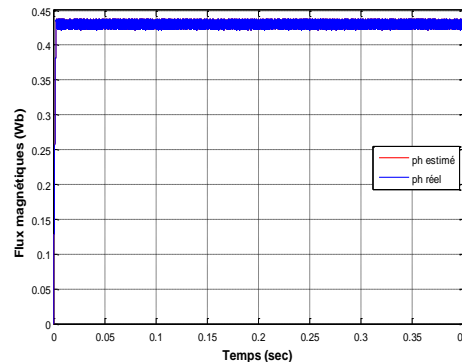


Fig. 13. Flux statoriques estimé et réel confondus en présence de l’estimateur flou.

consigne. On peut noter cette amélioration d’après la figure (14) qui illustre le flux dans le plan (α,β) , en présence de l’estimateur flou.

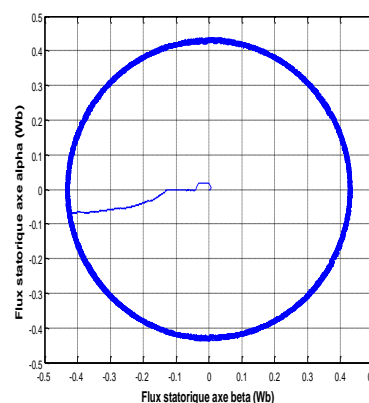


Fig. 14. Flux statorique du MRV dans le plan (α,β) , en présence de l’estimateur flou.

7. CONCLUSION

Dans cet article, on a proposé un estimateur à base de la logique floue pour remédier au problème de la variation de la résistance statorique d’un MRV commandé par la DTC.

D’après les résultats obtenus cet estimateur a permis la correction de l’estimation du flux statorique et du couple électromagnétique du MRV et il a muni cette commande d’une robustesse considérable même en présence des variations extrême.

REFERENCES

1. F. Kucuk, H. Goto, H-J. Guo and O. Ichinokura. «Inductance Vector Angle Based Sensorless Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drive », The 7th International Conference on Power Electronics, pp 635-639, EXCO, Daegu, Korea October 22-26, 2007.
2. H-J Guo. «Direct Torque Control of Switched Reluctance Motors»,IEEE ISIE 2006, p.2321-2325 Montreal, Quebec, Canada, July 9-12, 2006.
3. G. Song, Z. Li, Z. Zhao, and X. Wang, «Direct Torque Control of Switched Reluctance Motors», from IEEE Xplore. March 9, 2009.
4. A. Cabello, J. Restrepo, M. Isabel, and J. Lara, «Direct torque control of the switched reluctance motor using a Variable

- structure fuzzy controller», from IEEE Xplore. P.180-181 March 9, 2009
5. L. Zhong, M. F. Rahman, W.Y. Hu, K. W. Lim, M. A. Rahman. « A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives», IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, p. 637-642, September 1999.
 6. I. Takahashi, Y. Ohmori, «High-performance Direct Torque Control of an Induction Motor», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, p.257-264, March/April 1989.
 7. A.D. Cheok, and Y. Fukuda: «A New Torque and Flux Control Method for Switched Reluctance Motor Drives». IEEE Trans. Power Elect., Vol. 17, pp. 543-577, 2002.
 8. Li H.X, Gatland H.B, «Fuzzy Variable Structure Control». IEEE Transactions on systems, man and cybernetics-Part B, Vol 27, No. 2, pp. 306-312, April 1997.
 9. M.G. Rodrigues, W.I. Suemitsu, P. Branco, J.A. Dente, L.G.B. Rolim, «Fuzzy Logic Control Of A Switched Reluctance Motor». IEEE Transactions on systems, man and cybernetics-Part B, Vol 27, No. 2, pp. 306-312, April 1997.
 10. P. Brandstetter, R. Hrbac, M. Polak, L. Stepanec « application of fuzzy logic in control Of switched reluctance motor». Advances in Electrical and Electronic Engineering.p. 68-71.
 11. M.G. Rodrigues, W.I. Suemitsu, P. Branco, J.A. Dente, L.G.B. Rolim, «Optimal Control of Switched Reluctance Motor Using Tuned Fuzzy Logic Control». European Journal of Scientific Research, ISSN 1450-216X Vol.55 No.3 , pp.436-443, 2011.
 12. B. Mokhtari, A. Ameer, L. Mokrani, B. Azoui «Compensateur PI de la variation de la résistance statorique d'un moteur synchrone à aimants permanents commandé par DTC». International conference on electrical and electronics engineering, ICEEE'08, Laghouat, ALGERIA 21-23 April 2008.

M'hamed BIRAME
Bachir MOKHTARI
Lakhdar MOKRANI
Boubakeur AZOUI
Aziz NAAMANE
Nacer M'SIRDI

Laboratoire d'étude et de développement des Matériaux
semiconducteurs et diélectrique (LED-MASD)
Département d'Electrotechnique,
Université Amar Thelidji, Laghouat, 03000, Algérie
E-mail: bir_moh@yahoo.fr