

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA TECHNIQUE DIRECTE DU COUPLE-BACKSTEPPING AVEC ONDULEUR À MODULATION VECTORIELLE SPATIALE

HOUCINE BECHER¹, OTHMANE BOUGHAZI², ABDELKADER HARROUZ³

Key words: Machine asynchrone (MAS), Direct torque control (DTC), DTC-backstepping, Modulation de la largeur d'impulsion avec modulation vectorielle dans l'espace (MLI-SVM).

Cet article présente une hybridation entre la commande directe du couple et la commande par backstepping appliquée à la machine asynchrone (MAS) alimentée en tension par un onduleur commandé par une modulation vectorielle. La technique de la DTC-backstepping se base sur un modèle de la MAS lié au stator représenté par les flux et les courants statoriques afin de permettre l'hybridation, dont le développement de la loi de commande se fait par des régulateurs backstepping qui remplacent les régulateurs à hystérésis et la table de commutation de la commande directe du couple (DTC), et l'estimation du flux statorique et du couple électrotechnique se fait par la technique DTC. Cette technique est testée par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab Simulink.

1. INTRODUCTION

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le Backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de contrôle. Il a été développé par Kanellakopoulos [1] et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feuerer & Morse (1978) d'une part et Tsinis (1989) et Kokotovic [2] & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales [3–5].

La technique du Backstepping combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour les systèmes d'ordre très élevé. Le Backstepping permet, de conserver les non linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le Backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de faciliter la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps la stabilité globale du système compensé.

2. COMMANDE PAR DTC BACKSTEPPING AVEC ONDULEUR À MLI-SVM

Dans cette section, nous allons associer la commande par backstepping à la commande DTC (directe torque contrôle) appliquée à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux à commande par la technique MLI-SVM (modulation de la largeur d'impulsion avec modulation vectorielle dans l'espace), ici nous remplaçons les régulateurs à hystérésis de la DTC par des régulateurs Backstepping, [6,7].

2.1. MODÈLE DE LA MAS DANS LE RÉFÉRENTIEL FIXE LIÉ AU STATOR [6]

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= a_1 i_{s\alpha} - \omega i_{s\beta} + a_2 \phi_{s\alpha} + b \omega \phi_{s\beta} + b v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= a_1 i_{s\beta} - \omega i_{s\alpha} + a_2 \phi_{s\beta} + b \omega \phi_{s\alpha} + b v_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} &= -R_s i_{s\alpha} + v_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} &= -R_s i_{s\beta} + v_{s\beta} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = a_3 a_4 (i_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{s\beta}) - a_5 \omega - a_3 C_r.$$

$$\begin{aligned} a_1 &= -\left(\frac{L_s R_r + L_r R_s}{\sigma L_s L_r} \right), \quad a_2 = b \left(\frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \right), \quad a_3 = \frac{P}{J}, \\ a_4 &= \frac{3}{2} P, \quad a_5 = \frac{f_c}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \end{aligned}$$

2.2. RÉGLAGE DE VITESSE ω

1^{ÈRE} ÉTAPE

$$e_1 = \omega^* - \omega. \quad (2)$$

¹ TAHRI Mohammed University, Faculty of Sciences and technology, Department of Electrical Engineering, B.P. 417 Bechar, 08000, Algeria, E-mail: houcine.becher@gmail.com

² TAHRI Mohammed University, Faculty of Sciences and technology, Laboratory of Smart Grids & Renewable Energies, B.P. 417 Bechar, 08000, Algeria, E-mail: othmaneboughazi@yahoo.fr

³ DRAIA Ahmed University, Faculty of Sciences and technology, Department of Hydrocarbon and Renewable Energy, R.N. N°6 Adrar, 01000, Algeria, E-mail: harrouz.onml@gmail.com

En dérivant l'équation (2) terme à terme, nous obtenons

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}^* - a_3 a_4 (\dot{i}_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\beta}) + a_5 \omega + a_3 C_r \quad (3)$$

Pour un tel système ; la fonction de Lyapunov candidate est [1, 4, 8]

$$V(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (4)$$

Et sa dérivée est donnée par $\dot{V}_1(e_1) = e_1 \dot{e}_1$. (5)

Un choix judicieux de C_{em}^* et qui rendait $\dot{V}_1(e_1)$ négative et assurait la stabilité à l'origine du sous-système décrit par l'équation (3).

Pour initialiser le backstepping, nous choisissons C_{em}^* en tant que notre première commande virtuelle. Si la fonction stabilisante est choisie comme suit [9] :

$$C_{em}^* = a_4 (\dot{i}_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\beta}) = \frac{1}{a_3} (\dot{\omega}^* + a_5 \omega + a_3 C_r + C_1 e_1) \quad (6)$$

En remplaçant (6) dans (3) Donc la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_1(e_1) = -C_1 e_1^2 \leq 0 ; \text{ avec } C_1 > 0. \quad (7)$$

Etant donné que C_{em}^* n'est pas une commande d'entrée, une variable erreur e_2 est choisie pour faire apparaître la commande d'entrée $v_{s\alpha}$.

2^{ÈME} ÉTAPE

$$e_2 = C_{em}^* - C_{em} \quad (8)$$

La dérivée de la variable erreur e_2 est :

$$\dot{e}_2 = B_1 + B_2 v_{s\alpha} + B_3 v_{s\beta} \quad (9)$$

$$B_1 = \frac{1}{a_3} (\ddot{\omega}^* + C_1 \dot{\omega}^* - a_3 \dot{C}_r + \dot{\omega} (a_5 - a_1)) - a_1 C_{em}$$

$$- a_4 \omega (\dot{i}_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\beta}) + a_4 b \omega \phi_s^2,$$

$$B_2 = a_4 (b \phi_{s\beta} - i_{s\beta}), \quad B_3 = a_4 (i_{s\alpha} - b \phi_{s\alpha}).$$

Les équations du système à commander, dans l'espace (\dot{e}_1, \dot{e}_2) , s'écrivent :

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}^* - a_3 a_4 (\dot{i}_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\beta}) + a_5 \omega + a_3 C_r$$

$$\dot{e}_2 = B_1 + B_2 v_{s\alpha} + B_3 v_{s\beta}.$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(e_1, e_2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (10)$$

Cette dernière a pour dérivée

$$\dot{V}_2(e_1, e_2) = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2, \quad (11)$$

$$\dot{V}_2(e_1, e_2) = -C_1 e_1^2 + e_2 (B_1 + B_2 v_{s\alpha} + B_3 v_{s\beta}). \quad (12)$$

Ici pour stabiliser le deuxième sous-système il faut choisir $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ comme commandes d'entrées

$$(B_2 v_{s\alpha} + B_3 v_{s\beta}) = -B_1 - C_2 e_2, \quad (13)$$

en remplaçant (13) dans (12). Donc la dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_2(e_1, e_2) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 \leq 0, \text{ avec } C_2 > 0, \quad (14)$$

ce qui assure la stabilité asymptotique à l'origine des dérivées d'erreurs (\dot{e}_1, \dot{e}_2) . Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système d'équations (1) et le maintien à zéro de l'erreur de poursuite $e_1 = \omega^* - \omega$

2.3. RÉGLAGE DU FLUX ϕ_s

3^{ÈME} ÉTAPE

$$e_3 = (\phi_s^*)^2 - \phi_s^2, \quad (15)$$

$$\dot{e}_3 = B_4 + B_5 v_{s\alpha} + B_6 v_{s\beta}, \quad (16)$$

avec

$$B_4 = 2 R_s (\dot{i}_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \dot{\phi}_{s\beta}), \quad B_5 = 2 \phi_{s\alpha}, \quad B_6 = -2 \phi_{s\beta},$$

$$\phi_s = \phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2.$$

$$\dot{V}_3(e_3) = e_3 \dot{e}_3 = e_3 (B_4 + B_5 v_{s\alpha} + B_6 v_{s\beta}). \quad (17)$$

Ici pour stabiliser le deuxième sous-système (17) il faut choisir $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ comme commandes d'entrées

$$(B_5 v_{s\alpha} + B_6 v_{s\beta}) = -B_4 - C_3 e_3, \quad (18)$$

en remplaçant (18) dans (17). Donc la dérivée d'erreur est :

$$\dot{V}_3(e_3) = -C_3 e_3^2 \leq 0, \text{ avec } C_3 > 0, \quad (19)$$

ce qui assure la stabilité asymptotique à l'origine de la dérivée d'erreur (\dot{e}_3) . Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système d'équations (1) et le maintien à zéro de l'erreur de poursuite $e_3 = (\phi_s^*)^2 - \phi_s^2$.

Finalement pour trouver les lois de commandes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ il faut résoudre le système d'équations (13, 14) réécrit comme suit :

$$\begin{cases} (B_2 v_{s\alpha} + B_3 v_{s\beta}) = -B_1 - C_2 e_2 \\ (B_5 v_{s\alpha} + B_6 v_{s\beta}) = -B_4 - C_3 e_3 \end{cases} \quad (20)$$

Après substitution on obtient les lois de commande :

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= \frac{-B_6 (+B_1 + C_2 e_2) + B_3 (+B_4 + C_3 e_3)}{B_2 B_6 - B_3 B_5} \\ v_{s\beta} &= \frac{B_5 (+B_1 + C_2 e_2) - B_2 (+B_4 + C_3 e_3)}{B_2 B_6 - B_3 B_5} \end{aligned} \quad (21)$$

3. ESTIMATEUR DU FLUX ET DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

3.1. ESTIMATEUR DU MODULE ET DE LA POSITION DU FLUX STATORIQUE

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statoriques, l'expression du flux statorique s'écrit [10–12]:

$$\begin{cases} \overline{\phi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\phi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad (22)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2}, \quad (23)$$

où $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont estimés en utilisant l'équation (19) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant et tension statorique : $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} [13, 14].

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = U_c \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{sa} - \frac{1}{2}(I_{sb} + I_{sc}) \right) \\ I_{s\beta} = U_c \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (24)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs et de la tension continue de l'onduleur ou directement par la tension triphasée appliquée au moteur.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = U_c \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = U_c \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (25)$$

La détermination de la position du flux ϕ_s , dans l'intervalle $[0 - 2\pi]$ est donnée par le Tableau 1.

Tableau 1

Position du vecteur flux statorique

		θ_s
$\phi_{s\alpha} > 0$	$\phi_{s\beta} > 0$	$\tan^{-1}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha})$
	$\phi_{s\beta} < 0$	$\tan^{-1}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\phi_{s\alpha} < 0$		$\tan^{-1}(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) + \pi$
$\phi_{s\alpha} = 0$	$\phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\phi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

3.2. ESTIMATEUR DU COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation suivante [15, 16]:

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}). \quad (26)$$

La Fig. 1 illustre le principe de la commande par DTC-Back-SVM de la MAS.

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur. La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps [15, 17].

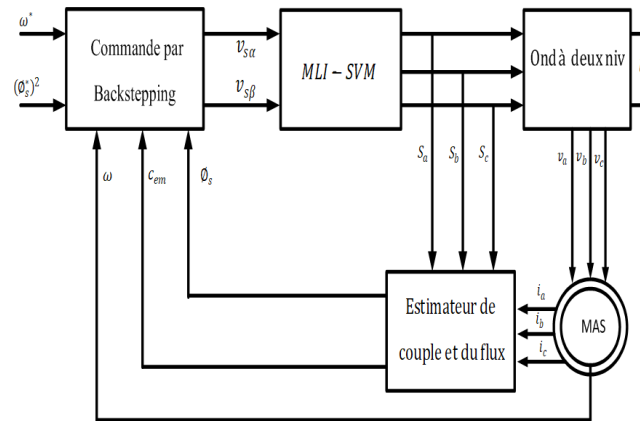


Fig. 1 – Commande par DTC-back-SVM de la MAS.

4. RÉSULTATS DE SIMULATION

La commande par DTC backstepping appliquée à la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux (SVM), est testée par simulation numérique.

La Fig. 2 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS dans les conditions suivantes :

- Application d'un échelon de vitesse de 200 rad/s.
- Application d'une charge mécanique nominale 10 Nm à l'instant $t = 1.5$ s.

Les résultats montrent une bonne réponse de la MAS pour la vitesse le flux et le couple électromagnétique, ainsi on remarque une diminution considérable des oscillations au niveau du flux statorique.

La Fig. 3 présente la comparaison entre la commande directe du couple (DTC) et l'association des deux commandes DTC-backstepping avec onduleur à MLI vectorielle (DTC_BACK_SVM), cette dernière apporte une réduction considérable des oscillations au niveau du flux statorique contrairement au couple électromagnétique avec un meilleur rejet de perturbation.

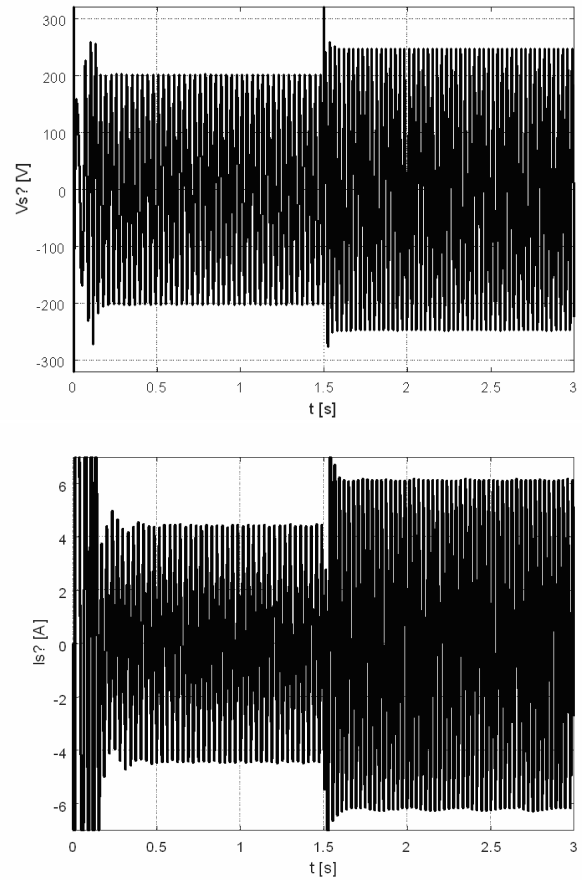
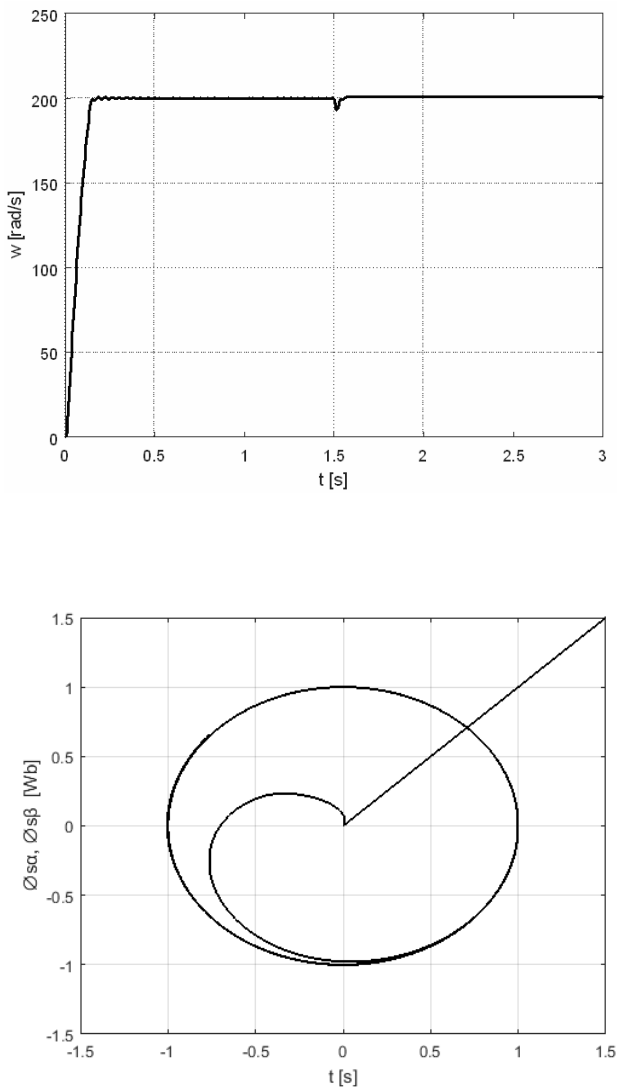


Fig. 2 – Commande par DTC-backstepping de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux à commande SVM.

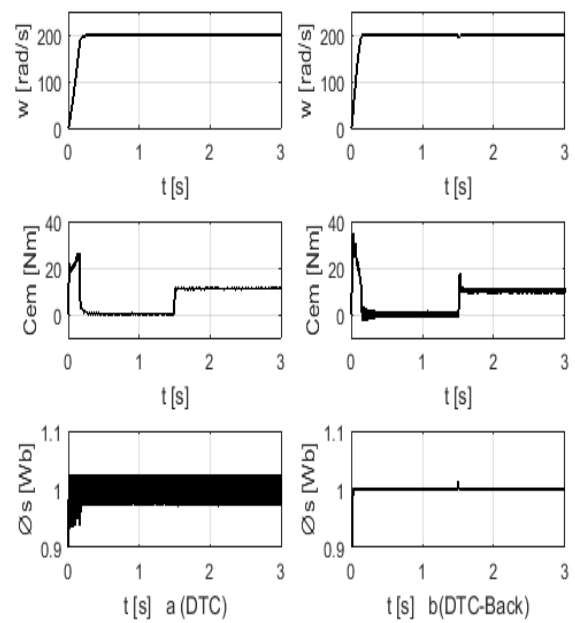
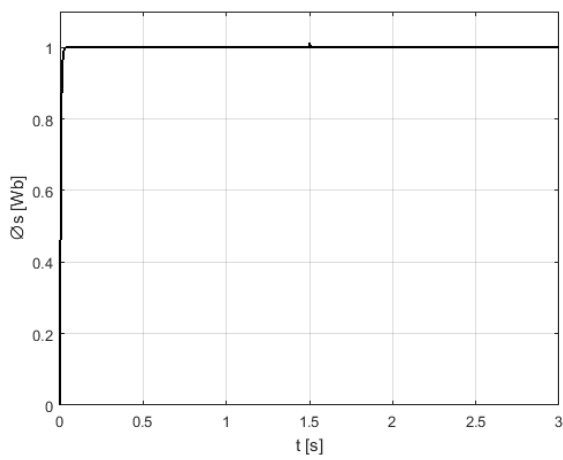


Fig. 3 – Comparaison entre la DTC-classique et la DTC-backstepping.

11. CONCLUSIONS

Cette partie nous présente l'application des étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire utilisant la technique du backstepping classique. Cette technique est basée sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité de système.

En choisissant une fonction énergie liée au système, tel que sa dérivée est négative, la théorie de Lyapunov nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée vers l'origine. Par conséquent, l'erreur tend vers zéro et la poursuite de la consigne est réalisée. Pour évaluer la robustesse de notre régulateur, nous avons simulé l'association régulateur - MAS.

Dans le but de bénéficier des avantages des différentes commandes non linéaires utilisées nous avons abordé une hybridation entre la DTC et le Backstepping afin d'améliorer les performances de la MAS, qui a montré par les résultats de simulation une réduction des ondulations au niveau du flux statorique et une amélioration de la réponse de vitesse par rapport à la DTC classique.

NOMENCLATURE

MAS	Machine asynchrone
i_s	Courants statoriques
ϕ_s ;	Flux statoriques
ω	Vitesse mécanique
s, r	Index stator (rotor)
α, β	Indices référentiel de Clark
a, b, c	Indices référentiel réel
v_s	Tension statorique
U_c	Tension continue de l'onduleur
θ_s	Position du flux statorique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
$V(e)$	Fonction de Lyapunov
e_1	L'erreur de la vitesse
e_2	L'erreur du couple électromagnétique
e_3	L'erreur du flux statorique
$R(s,r)$	Resistance statorique et rotorique
$L(m)$	Inductance mutuelle
$L(s,r)$	Inductance statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion
f_c	Coefficient de frottement
J	Moment d'inertie
P	Nombre de paire de pôles
N	Vitesse mécanique du rotor
P_n	Puissance nominale du moteur
U_n	Tension nominale du moteur
DTC	Commande directe du couple
BACK	Backstepping
MLI	Modulation de la largeur d'impulsion
SVM	Modulation vectorielle dans l'espace
$S_{a,b,c}$	Signaux de commande de l'onduleur

PARAMÈTRES DE SYSTÈME

$$R_s = 4.84 \Omega ; R_r = 3.805 \Omega ; L_s = 0.274 \text{ H} ;$$

$$L_r = 0.274 \text{ H} , L_m = 0.254 \text{ H} ; J = 0.031 \text{ kg m}^2 ;$$

$$f_c = 0.00114 \text{ Nm/rad/s.}$$

$$P = 2 ; N = 1428 \text{ tr/min} ; P_n = 1.5 \text{ kW} ; f = 50 \text{ Hz.}$$

$$I_n = 3/6 \text{ A} ; U = 380/220 \text{ V} .$$

Reçu le 21 Julliet, 2018

RÉFÉRENCES

1. I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, d A. S. Morse, *Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems*, IEEE Transactions on Automatic Control, **36**, 11, pp. 1241-1253, November 1991.
2. A. Harrouz., *Renewable Energy in Algeria and Energy Management Systems*, International Journal of Smart Grids, ijSmartGrid, **2**, N. 1, March, p. 34-39, mar. 2018. ISSN 2602-439X.
3. I.K. Bousserhane, *Contrôleurs flous optimisés par l'algorithme génétique pour la Commande D'une machine asynchrone*, Mémoire de Magister, USTO, 2003.
4. A. Benaskeur, *Aspects de l'application du Backstepping adaptatif à la commande des Systèmes non linéaires*, Ph.D, Université Laval, Québec, 2000.
5. Z. Guettatfi, *Conception et réalisation d'un banc d'essai à base de dSPACE pour la commande d'un moteur asynchrone*, Mémoire de Magister, Université de Bechar, 2013.
6. H. Becheri, I. K. Bousarhane, A. Harrouz, H. Glaoui, T. Belbekri, *Maximum Power Point Tracking of Wind Turbine Conversion Chain Variable Speed Based on DFIG*, International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), ISSN: 2088-8694, **9**, 2, JUN 2018, pp. 527-535.
7. Xu. Yanping, Fan. Yongbo, Zhong. Yanru, *An improved Direct Torque control Method PMSM Based on Backstepping Control*, IEEE 7th International power electronics and Control conference, Harbin China, 2012.
8. A. Ahriche, M. Kidouche, A. Idir, Y. Deia, combining sliding mode and second lyapunov function for flux estimation, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., **61**, 2, pp. 106–110, Bucarest, 2016.
9. O.Boughazi, A.Boumedienne, A.Oumari, *An Efficiency Backstepping control without speed sensor applied to the induction Motor voltage Supplied*, ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATICĂ, **62**, 1, 2014.
10. G. Thomas, F.Profumo, M. Pastorelli, M. Leon, *Direct Torque Control of Induction Machines Using space Vector Modulation*, IEEE Transactions on Industry, Applications, **28**, 5, Septenber/October 1992.
11. D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, *Effects of flux and torque hysteresis band in direct torque of induction machines*, industrial electronics, control and instrumentation, IECON apos, **1**, sept. 1994.
12. A. Harrouz, H Becheri, I Colak, K Kayisli, *Backstepping control of a separately excited DC motor*, Electrical Engineering, Springer Berlin Heidelberg , ISSN: 0948-7921, **100**, 3 , pp. 1393-1403, September 2018.
13. N. Belhaouchet, H. Hamla, L.Rahmani, *A modified direct torque control for induction motor drives*, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., **63**, 1, pp. 38–45, Bucarest, 2018.
14. A. Benachour, M.O. Mahmoudi, E.Berkouk, *A new direct torque control of induction machine fed by indirect matrix converter*, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., **62**, 1, pp. 25–30, 2017.
15. A. Harrouz, Ilhami Colak, Korhan Kayisli, *Control of a small wind turbine system application*, IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp.1128 – 1133 2016 .
16. A. Azib, D. Ziane, T. Rekioua, A. Tounzi, *Robustness of the direct torque control of double star induction motor in fault condition*, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., **61**, i, pp. 147–152, 2016
17. A. Izanlo, M. V. Kazemi, A. Gholamian, *A new method of predictive direct torque control for doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage*, Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg., **63**, 3, pp. 332–337, 2018.

ASYNCHRONOUS MACHINE CONTROL BY DIRECT TORQUE- BACKSTEPPING CONTROL TECHNIQUE WITH SPATIAL VECTOR MODULATION INVERTER

Key words: Asynchronous machine (MAS), Direct torque control (DTC), DTC_backstepping, Space vector modulation (SVM).

This paper presents a hybridization between the direct torque control and the backstepping control applied to the asynchronous machine (MAS) powered by an inverter controlled by a vector modulation. The DTC-backstepping technique is based on a model of stator-related MAS represented by stator fluxes and currents in order to allow hybridization, whose development of the control law is done by backstepping regulators which replace the hysteresis controllers and the direct torque control (DTC) switching table, and the estimation of the stator flux and electro-mechanical torque is done by the DTC technique. This technique is tested by numerical simulation using Matlab Simulink software.