

COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE ET MODE GLISSANT D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTÉE

ABDEL GHANI AISSAOUI¹, HAMZA ABID², MOHAMED ABID¹, AHMED TAHOUR¹

Mots-clé : Machine synchrone, Logique floue, Mode glissant, Commande vectorielle.

Dans cet article, nous avons mis en place une approche de commande de la machine synchrone basée sur la théorie de la logique floue et de la commande à structure variable. L'association de ces deux théories a permis de donner de grande performances avec une réponse dynamique rapide sans dépassement. Comme il présente une très grande robustesse, insensible aux variations des paramètres du processus et aux perturbations externes, les résultats de simulation montrent que les contrôleurs conçus sont plus robustes que les contrôleurs classiques.

1. INTRODUCTION

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature, dont on cite la logique floue et la commande à structure variable (CSV).

Depuis les travaux de Mamdani (1974), le domaine de contrôle par logique floue est devenu très important, grâce à ces capacité de traiter les informations incertaines. L'algorithme de contrôle par logique floue est constitué d'un ensemble de règles de décisions, il peut être considéré comme un algorithme de contrôle non mathématique contrairement aux algorithmes de contrôle conventionnelles.

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. Le contrôle par mode glissant, qui est une classe de commande à structure variable, attire l'attention de plusieurs chercheurs dans le domaine de contrôle des

¹Laboratoire IRECOM, Université Sidi Bel Abbes, Faculté d'ingénieur Département d'électrotechnique, Sidi Bel Abbes, 22000 Algérie, IRECOM_aissaoui@yahoo.fr

²Laboratoire AML, Université Sidi Bel Abbes Faculté d'ingénieur Département d'électronique, Sidi Bel Abbes, 22000, Algérie

machines électriques. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes [1-4].

Dans cet article, les performances du réglage par logique floue et mode glissant de la machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension avec orientation direct du flux sont analysées par simulation numérique. Nous commençons par la présentation du modèle de la machine synchrone dans le repère de PARK en vue de la commande vectorielle. Après, on développe un algorithme de commande par logique floue et à structure variable avec mode glissant. Le contrôle de la vitesse avec limitation du courant par une fonction de saturation est effectué avec régulateur à logique floue (RLF). On donne un bref aperçu sur l'onduleur de tension. Enfin, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-MS-Commande. Les résultats obtenus avec l'algorithme proposé de RLF et CSV ainsi que les tests de robustesse vis-à-vis des perturbations sont analysés.

2. MODÉLISATION DE LA MACHINE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, les équations électriques de la machine synchrone dans le repère de Park s'écrivent [5, 8]:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \\ v_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt} \phi_f \end{aligned} \quad (1)$$

L'équation mécanique de la machine synchrone s'écrit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - B\Omega, \quad (2)$$

où le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_e = p(\phi_d i_q - \phi_q i_d), \quad (3)$$

tel que :

$$\Omega = \frac{d}{dt} \theta, \quad (4)$$

$$\theta = \int \Omega dt, \quad (5)$$

$$\theta_e = p\theta, \quad (6)$$

$$\omega = p\Omega. \quad (7)$$

Les relations flux-courants sont données par :

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= L_{ds}i_{ds} + M_{fd}i_f, \\ \Phi_{qs} &= L_{qs}i_{qs}, \\ \Phi_f &= L_f i_f + M_{fd}i_{ds}, \end{aligned} \quad (8)$$

avec : R_s – résistance d'une phase statorique, R_f – résistance de l'inducteur, L_{ds} , L_{qs} – respectivement inductance statorique directe et en quadrature, L_f – inductance de l'inducteur, M_{fd} : inductance mutuelle entre l'inducteur et l'induit, Φ_{ds} , Φ_{qs} , respectivement flux d'enroulement d'axes directe et en quadrature, Φ_f – flux produit par l'inducteur, C_e – couple électromagnétique, C_r – couple résistant, p – nombre de paire de pôles, B – coefficient de frottement visqueux, Ω – vitesse angulaire mécanique du rotor, ω – vitesse angulaire électrique du rotor, θ – angle de position géométrique, θ_e – angle de position électrique.

3. ONDULEUR DE TENSION

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue par [11, 12] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} U_c, \quad (9)$$

avec la fonction logique de connexion F_{c1} définie par : $F_{c1} = 1$ si l'interrupteur T_{c1} est fermé ; $F_{c1} = 0$ si l'interrupteur T_{c1} est ouvert ; U_c – tension d'alimentation de l'onduleur.

4. COMMANDE VECTORIELLE

Cette technique consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine à courant continu.

Pour un fonctionnement optimal à couple maximal, la solution la plus simple pour une machine synchrone est de maintenir le courant direct i_{ds} égale à zéro et à réguler la vitesse par le courant transverse i_{qs} via la tension v_{qs} [5, 8-10].

En tenant compte de l'équation (3) et (8) et en maintenant i_f constant et $i_{ds}=0$, l'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e(t) = \lambda i_{qs}(t), \quad (10)$$

avec : $\lambda = pM_{fd}i_f$.

En maintenant les conditions précédentes, les équations de v_{ds} et v_{qs} sont couplés, on est donc amené à implanter un découplage qui consiste à l'introduction des termes de compensation Fem_d et Fem_q , les tensions v_{ds} et v_{qs} ne dépend respectivement que de i_{ds} et i_{qs} (figure 1) [9].

On définit les termes de compensation par :

$$\begin{aligned} Fem_d &= \omega L_{qs} i_{qs} \\ Fem_q &= -\omega L_{ds} i_{ds} + \omega M_{af} i_f. \end{aligned} \quad (11)$$

La Fig. 1 montre le découplage du système avec les termes de compensation.

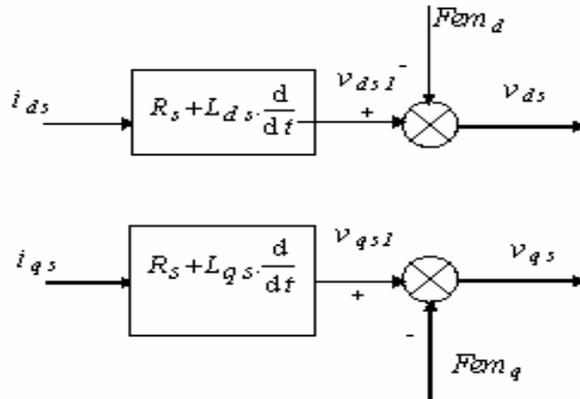


Fig. 1 – Découplage du système.

5. RÉGLAGE PAR LA LOGIQUE FLOUE

Dans la commande floue d'un système, on peut distinguer trois parties principales :

- **Fuzzification** . On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

- **Inférence** . A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou Y relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme :

$R^{(i)}$: **SI** x_1 est F_1 et x_2 est F_2 ...et x_n est F_n , **ALORS** Y est $G^{(i)}$, $i = 1, \dots, M$
où : (x_1, x_2, \dots, x_n) est le vecteur des variables des entrées, Y est la commande, M est le nombre de règles, n est le nombre de variables floues, (F_1, F_2, \dots, F_n) sont les ensembles flous.

- **Défuzzification** : La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système.

La Fig. 2 montre la configuration interne d'un régulateur par logique floue.

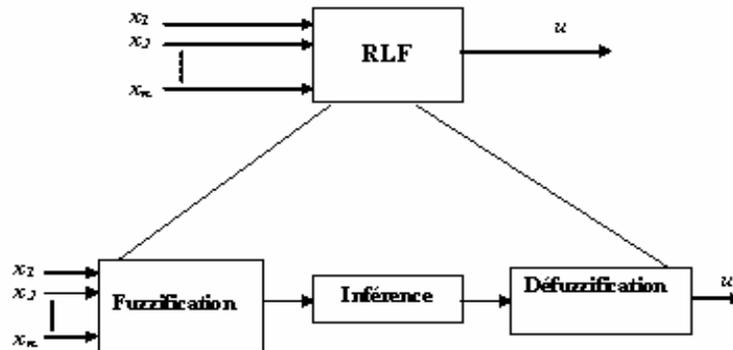


Fig. 2 – Configuration interne d'un régulateur par logique floue.

Pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone, les variable d'entrée prises pour le RLF est l'erreur de la vitesse e et la variation de cet erreur Δe .

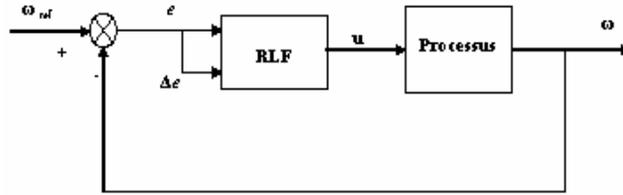


Fig. 3 – Configuration interne d'un régulateur par logique floue.

Les règles d'inférences donnent la fonction d'appartenance de la grandeur de contrôle u en fonction des variables d'entrées e et Δe . Dans notre cas, la construction de la table d'inférence repose sur une analyse qualitative dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système [12]. Le Tableau 1 montre une des tables d'inférences possibles.

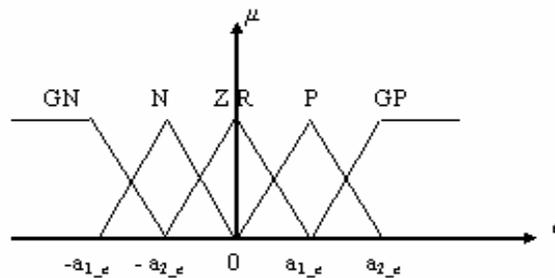
Tableau 1

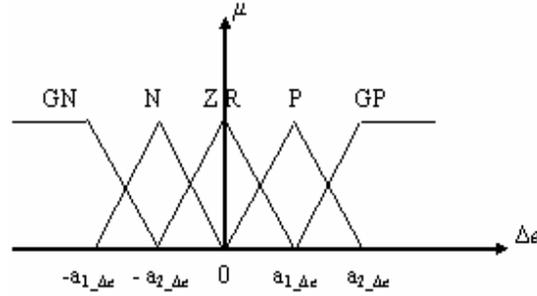
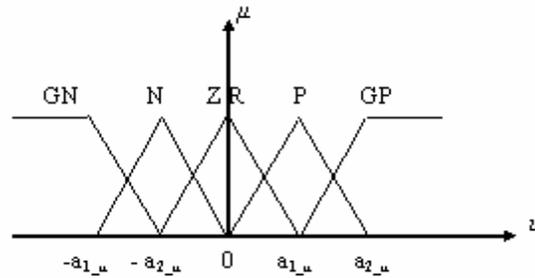
Base de règles pour le contrôle de la vitesse

		du		dE _n				
				GN	N	ZR	P	GP
E _n	GN	GN	GN	GN	N	N	ZR	
	N	GN	N	N	N	ZR	P	
	ZR	N	N	ZR	P	P	P	
	P	N	ZR	P	P	GP	GP	
	GP	ZR	P	P	GP	GP	GP	

Ici nous avons: GN – grand négatif, N – négatif, ZR – zero, P – positif et GP – grand positif.

Les ensembles flous des variables e , Δe et u et leurs fonctions d'appartenance correspondantes sont présentés dans les Figs. 4, 5 et 6, respectivement.

Fig. 4 – Fonction d'appartenance pour e .

Fig. 5 – Fonction d'appartenance pour Δe .Fig. 6 – Fonction d'appartenance pour la grandeur de commande u .

Dans cet article, les fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdales, la méthode de raisonnement max-min, la méthode défuzzification par du centre de gravité sont utilisés comme ils sont fréquemment cités dans la littérature [12, 13].

6. COMMANDE DE LA MSA PAR MODE GLISSANT

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable. Il est caractérisé par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures.

Pour un système non-linéaire présenté par la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(X,t) + B(X,t)U(X,t), \\ X &\in \square^n, U \in \square^m, \text{rang}(B(X,t)) = m. \end{aligned} \quad (12)$$

En mode glissant, le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec la surface de glissement $S(X)$ au moyen d'une commande définie par l'équation suivante :

$$U = U^{eq} + U^n, \quad (13)$$

avec : U – grandeur de commande, U^{eq} – grandeur de commande équivalente, U^n – grandeur de commande discontinue.

$$U^n = U^{\max} \operatorname{sgn}(S(X)), \quad (14)$$

où : $\operatorname{sgn}(S(X)/\varphi)$ – fonction de signe, φ – largeur du seuil de la fonction de saturation, U^{\max} – gain positif.

Pour que la surface soit attractive, le régulateur par mode glissant doit être choisi de telle façon que la fonction de Lyapunov satisfait le critère de stabilité de Lyapunov [3-4, 7] :

$$S(X) \dot{S}(X) \leq 0. \quad (15)$$

6.1. RÉGULATION DES COURANTS

6.1.1. SURFACE DE LA RÉGULATION DE LA VITESSE

On prend l'équation générale pour déterminer la surface de glissement proposée par J.J.Slotine :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e, \quad (16)$$

avec :

$$e = X_d - X, \quad (17)$$

e – erreur sur la grandeur à régler, λ – coefficient positif, n – le degré relatif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande, X_d – valeur de la grandeur désirée, X – valeur de la grandeur commandée.

6.1.2. RÉGULATEUR DU COURANT DIRECT

Soit e_d l'erreur de courant direct :

$$e_d = i_{dref} - i_{ds}. \quad (18)$$

On prend le degré n de la surface de glissement définie par l'équation (16) égal à 1, la surface de glissement $s(i_{ds})$ est :

$$s(i_{ds}) = i_{dref} - i_{ds} . \quad (19)$$

En dérivant l'équation (19) et en prenant en compte les systèmes d'équations (1) et (8) on obtient :

$$\dot{s}(i_{ds}) = \frac{d}{dt} i_{dref} + \frac{R}{L_d} i_{ds} - p \frac{L_q}{L_d} i_{qs} \omega - \frac{1}{L_q} v_{ds} . \quad (20)$$

Durant le mode de glissement la surface $s(i_{ds})$ devient nulle de même sa dérivée. La tension de commande v_{dref} est définie par :

$$v_{dref} = v_{ds}^{eq} + v_{ds}^n , \quad (21)$$

avec :

$$v_{ds}^{eq} = \left(\frac{d}{dt} i_{dref} + \frac{R}{L_d} i_{ds} - p \frac{L_q}{L_d} i_{qs} \omega \right) L_d , \quad (22)$$

$$v_{ds}^n = K_d \operatorname{sgn}(s(i_d)) , \quad (23)$$

K_d — gain positif.

6.1.3. RÉGULATEUR DU COURANT EN QUADRATURE

Soit e_d l'erreur de courant en quadrature :

$$e_q = i_{qref} - i_{qs} . \quad (24)$$

On prend le degré n de la surface de glissement définie par l'équation (16) égal à 1, on obtient la surface de glissement $s(i_{qs})$:

$$s(i_{qs}) = i_{qref} - i_{qs} . \quad (25)$$

En dérivant l'équation (25) et en prenant en compte les systèmes d'équations (1) et (8) on obtient :

$$\dot{s}(i_{qs}) = \frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R}{L_q} i_{qs} + p \frac{L_d}{L_q} \omega i_{ds} + M_{fd} \omega i_f - \frac{1}{L_q} v_{qs} . \quad (26)$$

Durant le mode de glissement la surface $s(i_{qs})$ devient nulle de même sa dérivée. La tension de commande v_{qref} est définie par :

$$v_{qref} = v_{qs}^{eq} + v_{qs}^n , \quad (27)$$

avec :

$$v_{qs}^{eq} = \left(\frac{d}{dt} i_{qref} + \frac{R}{L_q} i_{qs} + p \frac{L_d}{L_q} \omega i_{ds} + p \frac{M_{fd}}{L_q} \omega i_f \right) L_q, \quad (28)$$

$$v_{qs}^n = K_q \operatorname{sgn}(s(i_{qs})), \quad (29)$$

K_q – gain positif.

7. RÉSULTATS ET SIMULATION DU SYSTÈME GLOBALE

7.1. DESCRIPTION DU SYSTÈME

Le système étudié est illustré par la Fig. 7. La machine synchrone est alimentée en tension à fréquence et amplitude variables par un onduleur de tension à MLI, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. La source de tension est obtenue par un redresseur en pont triphasé en série avec un circuit de filtrage. Pour commander la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage à partir du capteur de position angulaire calé sur le rotor, qui permet de donner la position du rotor par rapport au stator.

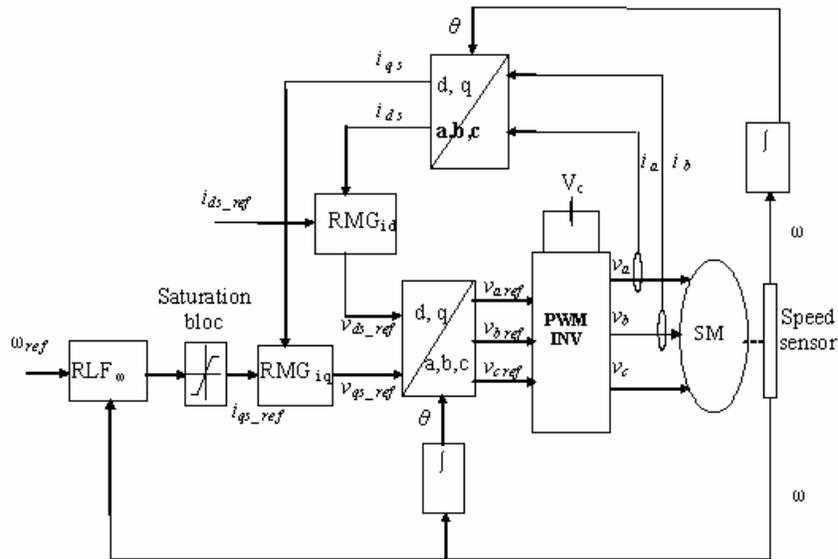


Fig. 7 – Schéma de l'ensemble, réglage par logique floue avec orientation directe du flux pour la commande en vitesse d'une MS.

Par ailleurs, lors de la commande en vitesse de la MSA, le courant i_{qs} peut atteindre des valeurs inadmissibles, nous utilisons un bloc de saturation qui permet son limitation. Le régulateur RLF_{ω} désigne un régulateur de la vitesse par logique floue. Les régulateurs RMG_{i_d} et RMG_{i_q} sont à structure variable à mode glissant où la commande discontinue est 'adoucie', le premier désigne le régulateur du courant direct i_{ds} , et le troisième désigne le régulateur du courant en quadrature i_{qs} .

7.2. RÉSULTATS DE SIMULATION

Pour illustrer les performances de réglage par logique floue et mode glissant, nous avons simulé un démarrage à vide avec une inversion de sens à $t = 2$ s de la consigne ± 100 rad/s.

La charge est appliquée en deux périodes :

- 1) $\omega_{ref} = +100$ rad/s, la charge ($C_r = 8$ Nm) est appliquée à l'instant $t = 1$ s et son élimination à $t = 1.5$ s
- 2) $\omega_{ref} = -100$ rad/s, la charge ($C_r = -8$ Nm) est appliquée à l'instant $t = 3$ s et son élimination à $t = 3.5$ s.

(C_r avec une application de la charge ($C_r = 8$ Nm) à l'instant $t = 1.5$ s et son élimination à $t = 3,1$ s).

La simulation est réalisée en utilisant le logiciel SIMULINK sous l'environnement MATLAB. La Fig. 8 montre les performances du réglage par logique floue de la vitesse et des courants par mode glissant.

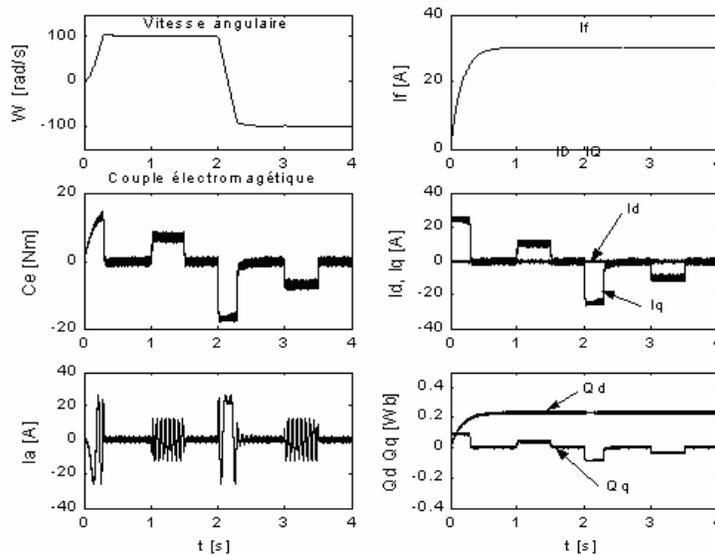


Fig. 8 – Commande de la vitesse par logique floue et régulation des courants par mode glissant.

La Fig. 8 montre que le réglage présente de meilleures performances vis à vis la poursuite de la référence et le rejet de la perturbation, le courant est bien limité à sa valeur maximale admissible par une fonction de saturation. Le découplage des flux-couple est maintenu en régime permanent.

7.3. ÉTUDE DE LA ROBUSTESSE

Afin de tester la robustesse de la commande proposée, on a étudié l'influence des variations des paramètres sur les performances de réglage de vitesse.

Les variations introduites dans les essais ressemblent en pratique aux conditions de travail comme échauffement et saturation du circuit magnétique. Trois cas sont considérés :

1. variation de $\pm 50\%$ sur l'inertie,
2. variation de $+ 50\%$ sur les résistances statoriques,
3. variation de $+ 20\%$ sur les inductances statoriques.

Pour illustrer les performances de réglage, on a simulé un démarrage à vide avec une application de la charge ($C_r = 8 \text{ Nm}$) aux instants $t_1 = 2 \text{ s}$ et sa élimination à $t_2 = 3 \text{ s}$ dans le cas de la variation de moments d'inertie (Fig. 9), le cas de la variation des résistances statoriques (Fig. 10), et le cas de la variation des inductances statoriques (Fig. 11) avec un échelon de vitesse $+ 200 \text{ rad/s}$. La Fig. 9 représente les tests de robustesse de la commande avec un régulateur par logique floue vis-à-vis de la variation de l'inertie.

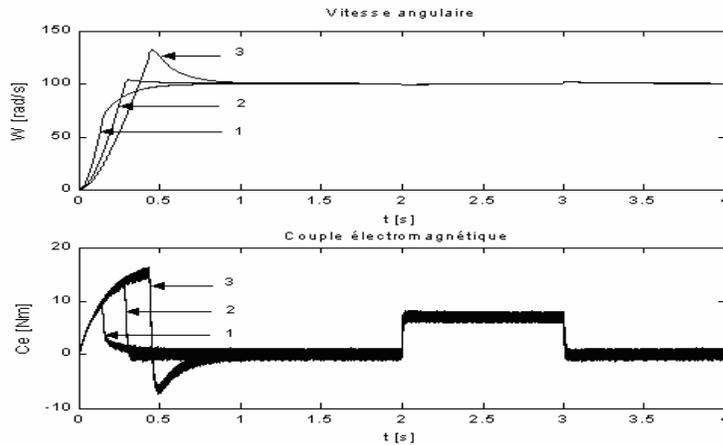


Fig. 9 – Test de robustesse, variation d'inertie : 1) -50% , 2) cas nominal, 3) $+50\%$.

La Fig. 10 représente les tests de robustesse de la commande avec un régulateur par logique floue vis-à-vis de la variation des résistances statoriques.

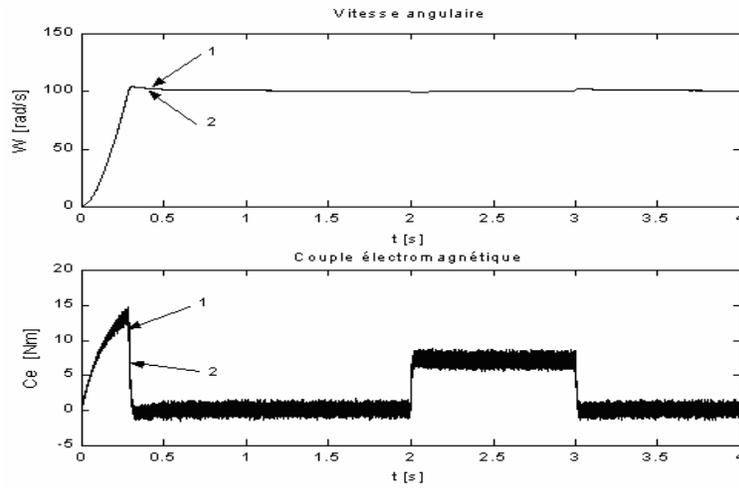


Fig. 10 – Test de robustesse, variation des résistances : 1) cas nominal, 2) +50% .

La Fig. 11 représente les tests de robustesse de la commande avec un régulateur par logique floue vis à vis de la variation des inductances statoriques.

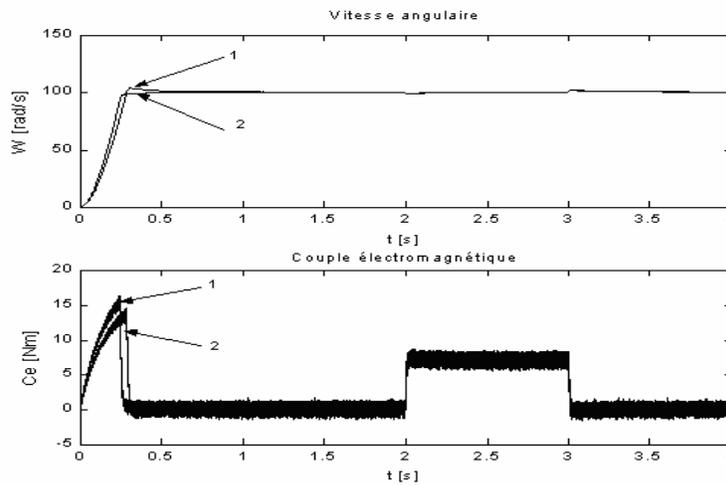


Fig. 11 – Test de robustesse, variation d'inductances : 1) cas nominal, 2) +20%.

Pour la robustesse de la commande une diminution ou une augmentation du moment d'inertie J , des résistances R_s et R_f ou des inductances statoriques, montre

d'après les Figs. 9, 10 et 11, que la régulation par floue n'est pas influencé par la variation de ces paramètres, ce qui donne à notre contrôleur une puissance via la régulations des systèmes avec de paramètres mal connus.

Les essais effectués montrent que l'augmentation des paramètres de résistances et des inductances de la machine n'affecte pas les performances de la commande proposée (Figs. 10 et 11). Par conséquent les performances en vitesse sont très proches de celle obtenues dans le cas nominal.

En augmentant l'inertie globale (Fig. 9), le système de réglage présente des meilleures performances. Cependant, la réponse devient moins rapide.

8. CONCLUSION

Le travail effectué est une simulation numérique de la commande vectorielle en utilisant la méthode directe d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension avec un réglage de la vitesse par logique floue et régulateur des courants par mode glissant.

Les résultats de la simulation nous ont permis de juger les qualités de la commande à base du régulateur flou et à structure variable. A travers les caractéristiques de la réponse, on observe des bonnes performances même en présence des perturbations internes et externes. L'avantage de ce type de régulateur réside dans le fait qu'il ne tient pas compte du modèle de la machine. Les différents résultats obtenus de simulation montrent la robustesse du régulateur utilisé vis-à-vis des perturbations des paramètres du système et de la charge.

D'autre part la poursuite en vitesse est sans dépassement et sans erreur statique. Le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont assurés sur toute la plage de la variation.

Avec un bon choix des paramètres de la commande on arrive à minimiser l'effet chattering et à faire diminuer les fluctuations du couple. La limitation du courant développant le couple est facilement réalisée par une fonction de saturation. De plus, ce réglage présente un algorithme de commande robuste très simple et qui a l'avantage d'être facilement implantable dans une commande par calculateur.

APPENDIX

Paramètres de la MS: 3 HP, 4 pôles, triphasé, tension de phase 60 V, courant de phase 14 A, $J = 0,05 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B = 0,005 \text{ N} \cdot \text{m/s}$, $\lambda = 0,6 \text{ N} \cdot \text{m/s}$, $R_s = 0,325 \Omega$, $R_f = 0,05 \Omega$, $L_{ds} = 8,4 \text{ mH}$, $L_{qs} = 3,5 \text{ mH}$, $M_{fd} = 7,56 \text{ mH}$, $L_f = 8,1 \text{ mH}$, $i_f = 30 \text{ A}$, $v_f = 1,5 \text{ V}$.

Reçu le 29 novembre 2005

REFERENCES

1. V. I. Utkin, *Sliding modes and their application in variable structure system*, English translation, Mir, Moscow, 1978.
2. V. I. Utkin, *Variable structure system with sliding modes*, IEEE Trans. on Automatic Control, **AC-22**, pp. 210-222, Apr. 1977.
3. Slotine, J.J.E. Li, W., *Applied nonlinear control*, Prentice Hall, USA, 1998.
4. H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Traité d'électricité, 1^{ère} édition, Presses Polytechnique Romandes, Lausanne, 1986.
5. B. K. BOSE, *Power electronics and AC drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, Newjersey, 1986.
6. C. Namuduri and P. C. SEN, *A servo-control system using a self-controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode control*, IEEE Trans. on Industry Application, **IA-23**, 2, March/April, 1987.
7. M. Abid, Y. Ramdani, A. Bendaoud, A. Meroufel, *Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur mécanique*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **49**, pp. 406-416, 2004.
8. Guy Sturtzer, Eddie Smigiel, *Modélisation et commande des moteurs triphasés*, edition Ellipses, 2000.
9. K. Kendouci, *Etude comparative des différentes commandes de la machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de Magister, Université de science technologique d'Oran, septembre 2003.
10. B. Belabbes, *Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents*, Thèse de Magister, Université Djilali Liabes, 2000/2001.
11. Cambronne J.P., Le Moigne Ph., et Hautier J.P, *Synthèse de la commande d'un onduleur de tension*, J. Phys III France, pp. 757-778, 1996.
12. BAGHLI L., *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurone et des algorithmes génétiques*, Thèse de doctorat, S.T.I.M.A-NANCY, 1999.
13. H. Bühler, *Réglage par logique floue*, Presses Polytechnique Romandes, Lausanne, 1994.

**FUZZY LOGIC THEORY AND SLIDING MODE
FOR A SELF-CONTROLLED SYNCHRONOUS MOTOR**

ABDEL GHANI AISSAOUI, HAMZA ABID, MOHAMED ABID,
AHMED TAHOUR

Key words: Synchronous machine, Fuzzy logic, Sliding mode, Vectoriel control.

In this paper, the control of the synchronous motor based on fuzzy logic theory and variable structure control is presented. The combination of these two methods gives fast dynamic response with no overshoot. It has an important feature of being highly robust, insensitive to plant parameter variations and external disturbances. Simulation results under load disturbances and parameter uncertainties show that this controller has high robustness as the classical one.