

COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOUE DE LA MACHINE SYNCHRONE

AHMED LARBAOUI¹, BAGHDAD BELABBES¹, ABDELKADER MEROUFEL¹, DRISS BOUGUENNA².

Mots clés: Machine synchrone à aimant permanent (MSAP), Contrôle robuste, Régulateur hybride par mode glissant, Commande par logique floue (CLF), Commande par mode glissant (SMC), Régulateur mode glissant floue (RMGF).

Dans cet article, nous avons proposé un modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents MSAP associée à un onduleur à trois niveaux commandé par la technique modulation de largeur d'impulsion ou pulse width modulation (MLI, soit PWM). Nous avons tout d'abord appliqué la commande en mode glissant pour cette machine; ensuite nous avons adaptée le contrôle hybride par mode glissant floue; et à la fin nous évaluerons les différentes performances et la robustesse de contrôle par des tests en simulation, sous le logiciel Matlab / Simulink qui nous permet de mettre en évidence la stratégie de contrôle adoptée.

1. INTRODUCTION

Les entraînements électriques de la nouvelle génération constituent des structures variées mono-machines ou multi-machines qui font appel à des machines asynchrones ou synchrones, alimentées par des convertisseurs statiques.

Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants per-manents (MSAP) d'atteindre ces performances.

La commande hybride par mode glissant flou est l'une des commandes robustes la plus courante, qui consiste à combiner deux techniques: logique floue et mode glissant pour exploiter les avantages des deux techniques en même temps, et améliorer les performances du système à commander (stabilité, précision, rapidité, robustesse, ...etc.).

2. MODÈLE MATHÉMATIQUE DE LA MSAP

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent est exprimé dans le repère tournant (d-q) avec les hypothèses simplificatrices s'écrit:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d & (a) \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{p\psi_f}{L_q}\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q & (b) \\ \dot{\omega}_r = \frac{p(L_d - L_q)i_d - p\psi_f i_q - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r}{J} & (c) \end{cases} \quad (1)$$

avec:

R_s – résistance statorique;

L_d, L_q – inductances statoriques des axes d, q ;

ψ_f – amplitude du flux de l'aimant permanent;

i_d, i_q – courants statoriques;

u_d, u_q – tensions statoriques;

ω_r – vitesse mécanique;

J – moment d'inertie;

f – coefficient des frottements visqueux;

p – nombre de paire de pôles;

C_r – couple de charge.

3. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

Considérant un système non linéaire décrit par:

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, t) + g(x, t)u, \quad (2)$$

avec $x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})$: vecteur d'état, $f(x, t)$ et $g(x, t)$: fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que, étant donné une trajectoire désirée $x^*(t)$, l'erreur de poursuite $x(t) \rightarrow x^*(t)$ tend vers zéro malgré la présence des perturbations [1, 2].

L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(t) = x(t) - x^*(t) = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T. \quad (3)$$

La mise en œuvre d'une commande par mode glissant passe par trois étapes.

3.1. CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT

J.E. Slotine a proposé une forme générale qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x^* cette fonction est :

$$S(x, t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{(n-1)} e, \quad (4)$$

où: n – degré relatif, λ – est un scalaire qui représente la pente de la surface de glissement, lorsque $S(x, t) = 0$.

3.2. CONDITION D'EXISTENCE D'UNE SURFACE DE GLISSEMENT

Elle est déduite de la fonction énergétique de Lyapunov donnée par :

$$V = \frac{1}{2} S^2. \quad (5)$$

¹ ICEPS Laboratory, Djillali Liabes University of, Sidi Bel Abbes, 22000, Algeria, E-mail: belabbesbag@yahoo.fr

² University of Mascara, Mascara 29000, Algeria

$V(x) > 0$ est une fonction scalaire positive et la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Une condition suffisante pour que le système (5) soit stable est [1, 2] :

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial t} (S^2) \leq -\eta |S| \text{ où } \eta > 0 \quad (6)$$

3.3. ÉTABLISSEMENT DE LA LOI DE COMMANDE

La loi de commande par mode glissant est donnée par la formule suivante :

$$u = u_e + K \cdot \text{sign}(S) = u_{eq} + \Delta u. \quad (7)$$

Sachant que u_{eq} est la commande équivalente, $\text{sign}(\cdot)$ est la fonction signe et Δu est commande discontinue.

K est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinue.

Pour réduire l'effet du broutement on remplace la fonction discontinue par une fonction de saturation, qui consiste à déterminer une bande limite autour de la surface de glissement ainsi assurant le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande. La loi de commande devient alors [1, 2] :

$$u = u_e + k \text{sat} \left(\frac{S}{\varphi} \right) = \begin{cases} u = u_e + k \cdot \text{sat}(S) & \text{si } |S| \geq \varphi \\ u = u_e + k \left(\frac{S}{\varphi} \right) & \text{si } |S| \leq \varphi, \end{cases} \quad (8)$$

où la largeur de la bande limite est égale à 2φ , et peut être définie selon la précision (ε) désirée, sachant que : $\varepsilon = \frac{\varphi}{\lambda^{n-1}}$. Figure 1 représente le mode glissant avec bande limite.

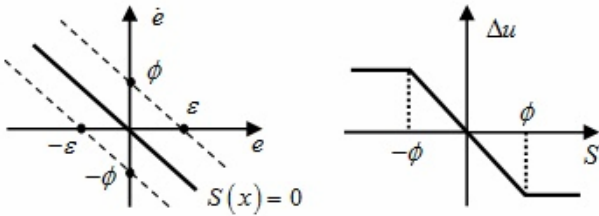


Fig. 1 – Plan de phase et la fonction de commutation.

3.4. RÉGLAGE DE LA VITESSE

Figure 2 présente le schéma du réglage par mode glissant utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade,

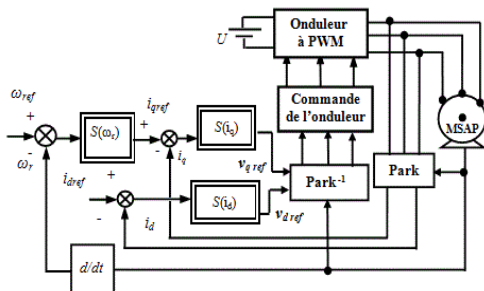


Fig. 2 – Schéma global de réglage par mode glissant stratégique de trois surfaces.

Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme surface : $S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r$. Par conséquent sa dérivée est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r. \quad (9)$$

Si on remplace l'équation (1. c) dans (9), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d - p\Psi_f}{J} i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r. \quad (10)$$

La loi de commande i_{qref} est définie par :

$$i_{qref} = i_{qeq} + i_{qN} \quad (11)$$

et si on remplace l'équation (11) dans (10), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d - p\Psi_f (i_{qeq} + i_{qN}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r. \quad (12)$$

Durant le mode de glissement on a : $S(\omega_r) = 0$; $\dot{S}(\omega_r) = 0$ et la commande discontinue :

$$i_{qN} = 0. \quad (13)$$

Donc, on déduit la commande équivalente i_{qeq} à partir de l'équation (12) :

$$i_{qeq} = \dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{1}{J} C_r \left(\frac{1}{\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p \frac{\Psi_f}{J}} \right). \quad (14)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative : $\dot{V}(\omega_r) = \dot{S}(\omega_r)S(\omega_r) < 0$, si on remplace l'équation (14) dans (12), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p \frac{\Psi_f}{J} \right] i_{qN},$$

avec : $i_{qN} = K_{\omega_r} \cdot \text{sign}(S(\omega_r))$, (15)

où K_{ω_r} – gain positive pour le régulateur de vitesse.

3.5. RÉGLAGE DU COURANT DIRECT (i_d)

D'après l'équation (1.a), le degré relatif du courant i_d est égal à 1.

Dans ce cas, l'erreur de réglage e_d est choisie comme surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d. \quad (16)$$

Par conséquent la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d, \quad (17)$$

$$S(i_d) = \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q - \frac{1}{L_d} u_d. \quad (18)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, $S(i_d) = 0$ et sa dérivée est donnée par:

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow U_{deq} = \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \right) L_d \quad (19)$$

$$U_{dN} = 0,$$

$$d'où \quad U_{dref} = U_{deq} + U_{dN}. \quad (20)$$

Durant le mode de convergence :

$$S(i_d) \dot{S}(i_d) < 0, \quad (21)$$

$$U_{dN} = K_d \text{sign}(S(i_d)). \quad (22)$$

Par conséquent, la commande à la sortie de régulateur devient :

$$U_{dref} = \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q \right) L_d + K_d \text{sign}(S(i_d)), \quad (23)$$

où K_d – gain positive pour le régulateur de courant direct.

3.6. RÉGLAGE DU COURANT EN QUADRATURE (i_q)

L'expression de courant i_q est donnée par l'équation (1.b).

La surface de cette régulation est donnée par:

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q, \quad (24)$$

sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q. \quad (25)$$

En remplaçant la valeur \dot{i}_q de (1.b) dans l'équation (25), on obtient:

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d + \frac{p \Psi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} u_q, \quad (26)$$

$$U_{qeq} = U_{qeq} + U_{qN}. \quad (27)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface s'annule:

$$S(i_q) = 0 \text{ et } \dot{S}(i_q) = 0.$$

$$S(i_q) = 0 \Rightarrow$$

$$U_{qeq} = \left(\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d + \frac{p \Psi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q \quad (28)$$

$$U_{qN} = 0.$$

Pour garantir la convergence on choisit:

$$U_{qN} = K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)). \quad (29)$$

En remplaçant la valeur de U_{qeq} (28) et de U_{qN} (29) dans

U_{qref} (27), on obtient:

$$U_{qref} = \left(\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d + \frac{p \Psi_f}{L_q} \omega_r \right) L_q + K_q \cdot \text{sign}(S(i_q)), \quad (30)$$

avec K_q – gain positif pour le régulateur de courant en quadratique,

U_{dref} – loi de commande ;

U_{deq} – commande équivalente;

U_{dN} – commande discontinue.

4. CONCEPTION D'UN RÉGULATEUR HYBRIDE FSMC D'UN MSAP

Il est clair que la loi de commande par mode glissant explique la stratégie de contrôle : 'Si l'erreur est négative, la sortie du système est poussée vers la direction positive' [4–6].

Pour cela, le terme $[K_{sat}(s/\varphi)]$ peut être remplacé pour un contrôleur flou. Ce contrôleur possède une entrée $S(x)$ et une sortie U_N et sa base de règles sert à établir une connexion entre $S(x)$ et U_N . Ceci, est interprété par des règles de la forme (Si ... Alors) :

Tableau 1

Base de règle du contrôleur flou

R1: si S est NG	Alors U_N est NG	NG : Négative grand
R2: si S est NM	Alors U_N est NM	NM : Négative moyen
R3: si S est NP	Alors U_N est NP	NP : Négative petit
R4: si S est EZ	Alors U_N est EZ	EZ : Environ de zéro
R5: si S est PP	Alors U_N est PP	PP : Positif petit
R6: si S est PM	Alors U_N est PM	PM : Positif moyen
R7: si S est PG	Alors U_N est PG	PG : Positif grand

La base de règle du contrôleur flou sont résumé dans le tableau suivant :

$S(x)$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
U_N	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG

On a trouvé précédemment les expressions des commandes discontinues (fonctions de commutation dans la commande) pour la surface de régulation de la vitesse et qui possèdent la forme générale suivante: $U_N = K \cdot \text{sign}(S(x))$.

Dans cette section, une commande floue FLC est introduite pour remplacer la fonction $K_{\omega_r} \cdot \text{sign}(S(\omega_r))$, de telles sortes que la trajectoire d'état peut atteindre et se déplacer sur le long la surface de changement, une bonne dynamique en régime permanent peut être obtenue par la combinaison de la SMC et la FLC [5, 7], les avantages de la proposition de la commande par mode glissant floue sera vérifiée par simulation.

Le schéma de principe de la commande par mode glissant floue de la MSAP est identique à celle représenté par Fig. 3, en remplaçant la fonction $\text{sign}(S(\omega_r))$ par un contrôleur flou.

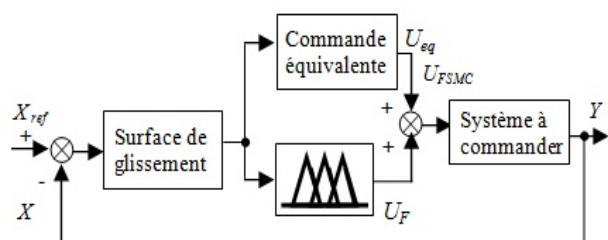


Fig. 3 – Schéma de la commande hybride SMC-FLC.

4.1. RÉSULTATS DE SIMULATION ET EVALUATION

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande hybride par mode glissant floue nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux de tension commandée en tension. L'univers de discours des variables d'entrées et de sortie du contrôleur est divisé en sept sous-ensembles (NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG) de forme triangulaire et trapézoïdale. Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants: un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge de $C_r = 5 \text{ Nm}$ entre 0.2 et 0.3 s, et en imposant la vitesse de référence $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$, avec une inversion de sens de rotation $\omega_r = -50 \text{ rad/s}$ à 0.5 s et tester l'effet de la variation des paramètres sur le comportement du système.

Figures 4, 5, 6 et 7 montrent l'efficacité et les performances de la commande par mode glissant flou. Elle donne de bonnes performances vis-à-vis de la poursuite de la consigne (vitesse) sans dépassement, le découplage et l'orientation sont assurés, l'élimination de l'effet chattering, ainsi, qu'un rejet total de perturbation.

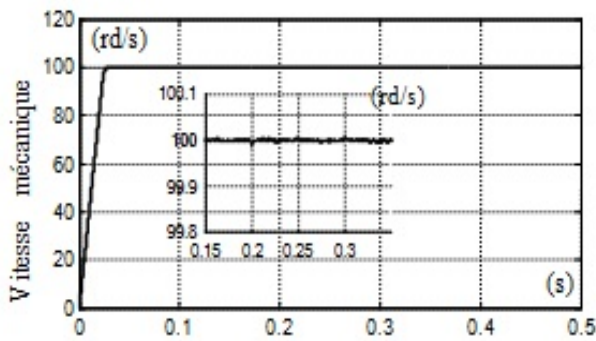


Fig. 4 – Réponse de vitesse de rotation [rad/s] sans inversion.

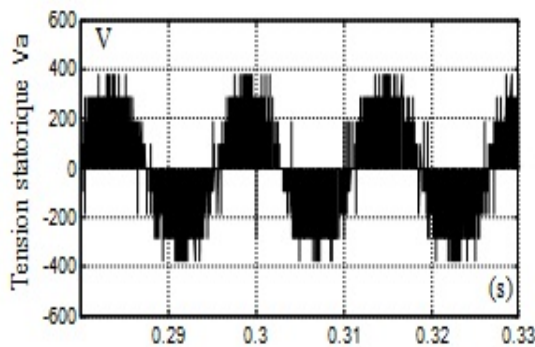


Fig. 5 – Tension statorique V_a [V].

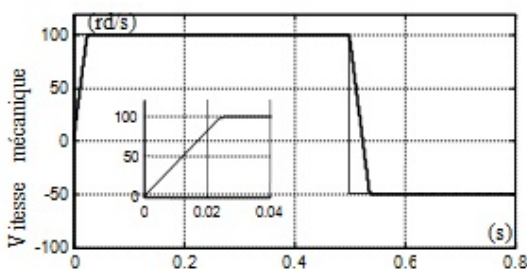


Fig. 6 – Réponse de vitesse de rotation [rad/s] avec inversion du sens de rotation.

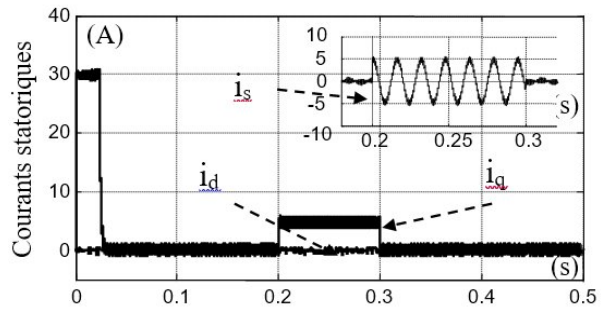


Fig. 7 – Courant i_d, i_q [A].

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de la commande par mode glissant floue, on a effectué des tests de robustesse suivants :

- Variation de la résistance statorique de 100 % de R_s suivi d'une variation des inductances L_d, L_q de 50 %;
- une variation le flux des aimants de $\pm 5 \%$ de ψ_f ;
- une variation du moment d'inertie $2j, 3j$ de j nominal.

Figures 8 et 9 présentent les résultats de simulation avec variation des paramètres du moteur : la réponse aux échelons de vitesse +100 rad/s à -50 rad/s s'effectue avec un rejet de perturbation rapide et par ailleurs le système est insensible aux variations paramétriques, et il est donc robuste. 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. 8 et 9). Par conséquent les performances en vitesse sont très proches de celle obtenues dans le cas nominal. En augmentant l'inertie globale (Fig. 10), le système de réglage présente de meilleures performances. Cependant, la réponse devient légèrement moins rapide.

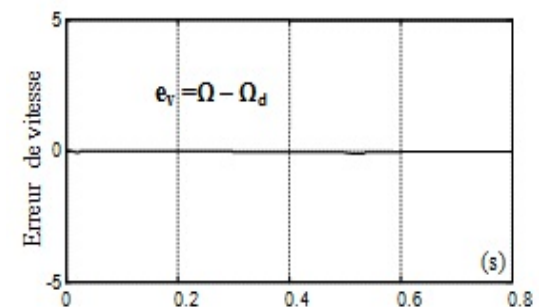
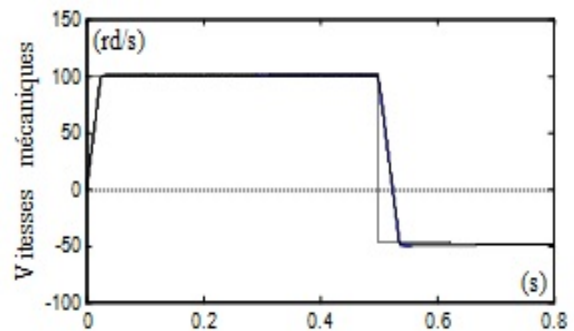
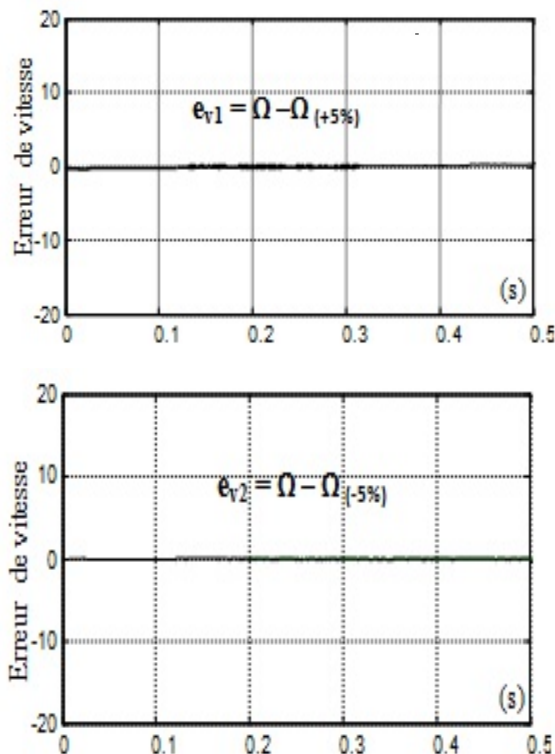
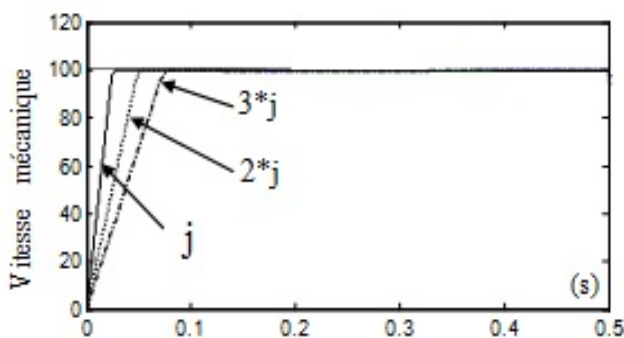


Fig. 8 – Superposition des vitesses mécaniques; Ω_d – système avec changement de paramètres ($R_d = 2 R_a$; $L_{dd} = 1.5 L_d$; $L_{qd} = 1.5 L_q$); Ω – sans détérioration des paramètres.

Fig. 9 – Variation du flux $\psi_f \pm 5\%$.Fig. 10 – Variation du moment d'inertie $2j, 3j$ de j nominal.

5. CONCLUSION

Nous avons présenté dans cet article la commande par mode de glissement floue, l'objectif de cette commande hybride est d'établir une passerelle entre la commande floue dont les performances incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs, et la commande par mode de glissement qui prouve des propriétés de stabilité et d'invariance par rapport aux perturbations paramétriques et extérieures; donc elle combine les avantages des deux techniques.

L'application de cette commande sur la MSAP a donné de bons résultats tout en s'affranchissant les problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue sans oublier la diminution des règles floues. La robustesse de cette commande est prouvée à travers les résultats de simulation obtenus.

Reçu le 21 février 2015

RÉFÉRENCES

1. V.I. Utkin, *Sliding modes and their applications in variable structure systems*, Mir, Moscow, 1978.
2. Abdelghani Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Abid, Ahmed Tahour, *Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée*, Rev. Roum. Sci. Techn. – Électrotechn. et Énerg., **52**, 1, pp. 89–103, 2007.
3. S. Laghrouche, F. Plestan, A. Glumineau, R. Boisliveau, *Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor*, Proceedings of the American Control Conference, pages 4071–4076, 2003.
4. S.C. Lin, Y.Y. Chen, *A GA-based fuzzy controller with sliding mode*, IEEE International Conf. on Fuzzy Systems, 1995, pp. 1103–1110.
5. H. Ying, *Fuzzy control and modeling: analytical foundations and applications*, IEEE Press, New Jersey, 2000.
6. H. Ying, *An analytical study on structure, stability and design of general Takagi-Sugeno fuzzy control systems*, Automatica, pp. 1617–1623, 1998.
7. N. Essounbouli, A. Hamzaoui, N. Manamanni, *Fuzzy supervisor for combining sliding mode control and H_∞ control*, Proc. of 10th International Fuzzy, System Association World Congress (IFSA), Istanbul, Turkey, 2003.

FUZZY SLIDING MODE CONTROL FOR SYNCHRONOUS MACHINE

Key words: Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Robust control, Sliding mode hybrid regulator, Fuzzy logic control (FLC), Sliding mode control (SMC), Fuzzy sliding mode controller (FSMC).

In this paper we proposed mathematical model and application of pulse wave modulation algorithm control for a three levels inverter which present the alimentation part; at first we applied the sliding mode control for the permanent magnet synchronous machine; and then we applied the control hybrid with sliding mode fuzzy; at the end we will study the different performances and the robustness of each type of control, the simulation under the Matlab/Simulink software allows highlighting the performance of the control strategy adopted.