

# Commande Hybride par Mode Glissant Floue appliquée à un Moteur à induction

K. GUESMI, N. ESSOUNBOULI, N. MANAMANNI, A. HAMZAOUÏ & J. ZAYTOON

CRSTIC, Faculté des Sciences

B.P.1039, 51687, Reims cedex 2, France

Tel. +33 326 91 83 86 - Fax. +33 326 91 31 06

**Résumé**— Cet article présente la synthèse d'une commande hybride appliquée à un moteur à induction. Basée sur la combinaison de l'approche par logique floue et celle par mode glissant, cette méthode présente l'avantage d'allier les performances des deux types de contrôleurs. Un superviseur flou gère le passage de l'un à l'autre et régit le taux de participation de chaque commande. Après une analyse de stabilité du système bouclé, des résultats de simulations illustrent les performances de cette stratégie de commande

**Mots clés**— Moteur à induction, Contrôleur flou, Mode glissant, commande hybride.

## I. INTRODUCTION

L'application du contrôle à flux orienté (IFOC) pour les moteurs à induction (MI) a été très utilisée pour assurer un découplage entre le couple et le flux, permettant d'obtenir ainsi un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu [1], [2], [3]. Dans ce cas, différents contrôleurs classiques peuvent être utilisés pour garantir les performances désirées. Néanmoins, certaines performances ne peuvent pas être garanties en présence de variations structurelles ou de perturbations externes. Il est alors nécessaire de synthétiser des commandes robustes vis à vis de ces perturbations. Dans cet article nous avons opté pour l'utilisation d'une approche hybride en combinant deux lois de commandes robustes : la commande par mode glissant (SMC) et la commande floue (FLC).

La commande SMC a été utilisée en raison de sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes [4] [5] [6]. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande provoque un phénomène de broutement (chattering) qui peut exciter les hautes fréquences jusqu'à endommager le système. Pour remédier à cet inconvénient, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Dans [5], les auteurs ont introduit une bande de transition autour de la surface de glissement. Néanmoins, il faut trouver un compromis entre les performances de poursuite et la largeur de cette bande. Dans [7], un bloc intégrateur a été introduit à la sortie du contrôleur. Dans ce cas, le phénomène de broutement est certes atténué, mais l'erreur de poursuite persiste. Cette méthode sera désignée ultérieurement par (SMC-I).

Afin de garder la robustesse du mode glissant et d'éliminer le phénomène de broutement, sans pour autant détériorer les performances du système plusieurs approches dites "hybrides" ont été développées [8] [9] [10]. Ces approches concernent la combinaison de différentes techniques de commandes pour obtenir les meilleures performances. Lin & Chen [10] utilisent des algorithmes génétiques pour optimiser la combinaison SMC et FLC et réduire ainsi le phénomène de "chattering" dans le système. Dans [8] et [9] les auteurs combinent une

commande par mode glissant et une autre de type  $H_\infty$  pour améliorer les performances de poursuite de leur système.

Dans ce travail, nous proposons un nouveau schéma de commande "hybride" et robuste appliquée à un moteur à induction. Il s'agit d'utiliser un superviseur flou permettant la commutation graduelle entre deux lois de commande : la première par mode glissant qui agit essentiellement durant le régime transitoire, et la seconde par logique floue active durant le régime permanent.

Cet article est organisé comme suit : Dans la section 2, en utilisant la technique IFOC, un modèle simplifié du moteur à induction sera développé. La sections 3 est consacrée à la présentation des commandes par mode glissant, ainsi que celle par logique floue de type Takagi-Sugeno. La combinaison de ces deux contrôleurs est également présentée. L'analyse de stabilité du système bouclé est traitée dans la section 4. Pour valider l'approche proposée, différents résultats de simulation sont présentés dans la section 5.

## II. MODELE DU MOTEUR A INDUCTION

Afin d'alléger les notations mathématiques, nous utiliserons les indices  $S, R$ , pour désigner respectivement les variables statoriques et rotoriques, et  $d, q$  pour les axes directs et en quadrature.

En régime permanent, les équations électriques d'un MI exprimées dans un référentiel statorique sont :

$$\left. \begin{aligned} \underline{V}_S &= [R_S] \underline{I}_S + j\omega_S \underline{\Phi}_S \\ \underline{\Phi}_S &= [L_S] \underline{I}_S + [M_{SR}] \underline{I}_R \\ \underline{0}_R &= [R_R] \underline{I}_R + j\omega_S g \underline{\Phi}_R \\ \underline{\Phi}_R &= [L_R] \underline{I}_R + [M_{RS}] \underline{I}_S \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

où

$V_{( )}, I_{( )}, \Phi_{( )}, \omega_S$  désignent respectivement la tension, le courant, le flux et la pulsation du réseaux d'alimentation.

Les matrices utilisées sont :

$$[R_{S,R}] = \text{diag}_{3 \times 3}(R_{S,R}), [L_{S,R}] = \text{diag}_{3 \times 3}(L_{S,R})$$

$$\text{et } [M_{SR}] = m_{SR} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

avec  $R$  : la résistance,  $\theta$  : l'angle entre stator et rotor,  $L_{S,R} = l_{S,R} - m_{S,R}$  avec  $l_{S,R}$  : l'inductance propre,  $m_{S,R}$  : la mutuelle inductance entre deux bobines voisines.

L'expression de la puissance transmise au rotor peut être déduite de deux façons, soit en utilisant la représentation électrique du MI donnée par (1), ou à partir du produit de la vitesse du champs statorique et du couple électromagnétique. Par identification, de ces deux expressions de puissance (électrique et mécanique), l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \varphi_s^2 \left( \frac{M_{SR}^2}{L_S^2} \right) \frac{R_R \omega_R}{(R_R^2) + \sigma^2 L_R^2 \omega_R^2} np \quad (2)$$

où  $np$  est le nombre de paires de pôles,

$$\sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S L_R} \text{ le coefficient de dispersion avec } M_{SR} = \frac{3}{2} m_{SR}$$

et  $\omega_R$  la pulsation du champ rotorique.

En plus de sa complexité, l'équation du couple électromagnétique obtenue présente certains inconvénients :

- i) les variables du rotor ne sont généralement pas accessibles,
- ii) il existe une dépendance directe entre le flux et le couple électromagnétique.

Ainsi, en utilisant la transformation de Park [3] [1], le couple électromagnétique peut être reformulé comme suit :

$$C_{em} = np \cdot \frac{M_{SR}}{L_R} (\varphi_{Rd} I_{Sq} - \varphi_{Rq} I_{Sd}) \quad (3)$$

Si l'on oriente le flux rotorique selon l'un des axes, par exemple l'axe ( $d$ ), l'expression (3) peut être simplifiée et devenir :

$$C_{em} = \left( np \frac{M_{SR}}{L_R} I_{Sd} \right) I_{Sq} = \delta I_{Sq} \quad (4)$$

Ainsi, l'expression du couple électromagnétique devient une fonction linéaire du courant  $I_{Sq}$ .

L'expression (4) sera utilisée dans l'équation mécanique du MI, pour aboutir au modèle électromécanique de la machine à induction (MI) suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - B\Omega - C_{ch} \quad (5-a)$$

où  $J$  représente l'inertie du système,  $\Omega$  la vitesse angulaire,  $C_{em}$  le couple électromagnétique donnée par (4),  $B$  le coefficient de frottement et  $C_{ch}$  le couple de charge.

Soit  $\tilde{x} = \Omega - \Omega_d$  l'erreur entre l'état du système  $\Omega$  (vitesse angulaire) et la vitesse de référence  $\Omega_d$ . Si l'on note la commande par  $U$  la dérivée second de cette erreur sera donnée par :

$$\ddot{\tilde{x}} = -a \dot{\tilde{x}} + b U \quad (5-b)$$

$$\text{avec } a = \frac{B}{J}, b = \frac{\delta}{J} \text{ et } \dot{\tilde{x}} = \frac{d\Omega}{dt}.$$

Dans la pratique les capteurs d'accélération ont une bande passante limitée, donc un estimateur d'accélération est nécessaire pour obtenir  $\dot{\tilde{x}}$ , dont on peut citer les deux techniques proposées dans [7], à savoir : estimation par un observateur ou estimation par un différentiateur non idéal.

En utilisant (5-a), nous présenterons d'abord la synthèse de la commande SMC-I, puis la structure du contrôleur flou, et enfin la mise en œuvre de la commande hybride proposée.

### III. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE HYBRIDE

#### A. Commande par mode glissant avec compensation intégrale SMC-I

L'expression du couple électromagnétique (4) permet de mettre en œuvre des commandes analogues à celles utilisées pour les moteurs à courant continu à excitation séparée. Néanmoins, les performances du système commandé restent sensibles aux incertitudes structurelles et aux perturbations externes. Pour palier cet inconvénient nous proposons d'utiliser, un contrôleur de type SMC-I qui assure une réponse plus rapide que les formes classiques de contrôleurs SMC [7]. Il s'agit d'une commande SMC avec un intégrateur en aval pour atténuer le « chattering » ainsi que l'erreur statique.

On définit la surface de glissement par

$$S = \dot{\tilde{x}} + \lambda \tilde{x} \quad (6)$$

où  $\lambda$  est une constante positive donnée.

Pour assurer la stabilité et la robustesse du système bouclé, on considère la loi de commande SMC-I suivante :

$$U_{SMC} = \psi_1 \tilde{x} + \psi_2 \dot{\tilde{x}} + k_g S \quad (7)$$

où  $\psi_1$ ,  $\psi_2$  sont deux fonctions continues par morceau choisies de telle sorte que la condition de stabilité  $\dot{S} \leq 0$  [5] soit satisfaite :

$$\psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 & \text{si } S \tilde{x} > 0 \\ \beta_1 & \text{si } S \tilde{x} < 0 \end{cases}$$

$$\psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 & \text{si } S \dot{\tilde{x}} > 0 \\ \beta_2 & \text{si } S \dot{\tilde{x}} < 0 \end{cases}; k_g \in R^-$$

avec  $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2$  sont des constantes à déterminer.

Le terme  $k_g S$  permet d'assurer une convergence asymptotique du système vers la surface de glissement [7].

Il est évident que ce type de commande est robuste vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes, et que l'intégrateur ajouté en aval permet d'atténuer le « chattering » sans toutefois l'éliminer complètement. Néanmoins la mise en œuvre dans de ce type de contrôleur pour des systèmes ayant des modèles mathématiques complexes reste une tâche difficile. Pour cela on propose une approche qui contourne le problème de la modélisation mathématique du système et qui assure une commande plus lisse et moins contraignante pour le système.

#### B. Commande par Logique Floue de Type Takagi-Sugeno

La logique floue permet d'exploiter les informations linguistiques émanant de l'expert humain décrivant le comportement dynamique du système autour de certains points de fonctionnement. Ces informations peuvent être reformulées sous forme d'une collection de règles floues Si-Alors [11]. Dans le cas de la machine à induction, le contrôleur flou aura l'erreur  $\tilde{x}$  et sa dérivée  $\dot{\tilde{x}}$  comme entrées et la commande  $U_{FLC}$  comme sortie. Ainsi, la  $j^{\text{ème}}$  règle floue est donnée par :

$$\text{SI } \tilde{x} \text{ est } E_0^j \text{ ET } \dot{\tilde{x}} \text{ est } E_1^j \text{ ALORS } U_{FLC} = C_j(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}).$$

avec  $E_0^j, E_1^j$  les ensembles flous correspondants à  $\tilde{x}$  et  $\dot{\tilde{x}}$  respectivement, et  $C_j$  un singleton.

En utilisant le produit comme moteur d'inférence, et le centre de gravité pour la défuzzification, la sortie du système flou peut être écrite sous la forme suivante :

$$U_{FLC} = \frac{\sum_{j=1}^N C_j(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \prod_{i=0}^1 \mu_i^j(\tilde{x}^{(i)})}{\sum_{j=1}^N \prod_{i=0}^1 \mu_i^j(\tilde{x}^{(i)})} \quad (8)$$

Où  $N$  est le nombre de règles floues utilisées et  $\mu_i^j(\tilde{x}^{(i)})$  le degré d'appartenance de  $\tilde{x}^{(i)}$  à  $E_i^j$

L'avantage principal de ce type de systèmes flous en plus de la nature numérique de la partie conclusion, réside dans la possibilité de réécrire leur sortie sous forme d'une combinaison des entrées [12]. Ainsi l'équation (8) peut être donnée par :

$$U_{FLC} = f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\tilde{x} + f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})\dot{\tilde{x}} \quad (9)$$

avec  $f_1, f_2$  deux fonctions bornées données par :

$$f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) = \frac{U_{FLC}}{2\tilde{x}}, \quad f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) = \frac{U_{FLC}}{2\dot{\tilde{x}}}$$

Par ailleurs le choix des ensembles flous répartis uniformément sur l'univers de discours de chaque variable permet d'éviter les redondances dans la base de règles. D'autre part, les performances peuvent être sensiblement améliorées par l'augmentation du nombre d'ensembles flous définies pour chaque entrée.

Cette approche floue permet de contourner le problème de la modélisation, assure une commande plus lisse et modélise les connaissances de l'expert humain qui sont généralement difficile à modéliser mais reste moins robuste aux incertitudes paramétriques et avec une dynamique de départ beaucoup plus lente que l'approche présentée précédemment. Ainsi nous proposons une commande dite hybride qui combine les deux approches d'une façon complémentaire pour bénéficier des performances assurées par chacune.

#### C. Mise en œuvre de la commande hybride

Afin de garantir la robustesse du système en boucle fermée et une réponse dynamique rapide avec les meilleures performances possibles, nous proposons d'utiliser la combinaison des deux contrôleurs précédemment définis, le mode glissant durant le régime transitoire, et celui à base de logique floue lors du régime permanent. La première commande assure la convergence du système vers son régime permanent avec insensibilité aux perturbations externe et structurelle et une dynamique rapide. Tandis que la seconde prend le relais régime permanent afin d'assurer une commande plus lisse et une erreur statique pratiquement nulle.

Pour éviter un passage brusque d'un contrôleur à l'autre, nous utiliserons une commutation graduelle de la forme suivante :

$$U = \alpha U_{FLC} + (1-\alpha)U_{SMC} \quad (10)$$

où  $\alpha$  est un facteur de pondération généré par un superviseur flou ayant pour entrées l'erreur de poursuite et ses dérivées successives. La base de règles de ce dernier est construite de telle sorte que la sortie prenne "la valeur 0" quand le système est loin de la trajectoire désirée, et "la valeur 1" quand l'erreur de poursuite et ses dérivées convergent vers zéro [9]. La structure de l'approche proposée est illustrée par le schéma de

la figure 1. Les trois blocs  $SMC, FLC$  et le superviseur flou ont comme entrées l'erreur en vitesse et sa dérivée et  $U_{SMC}, U_{FLC}, \alpha$  comme sorties respectives. La commande combinée sera intégrée et limitée par un bloc de saturation à la sortie. L'intégrateur ajouté en aval permet d'accéder à un signal de commande physiquement mesurable  $I_{Sq}$ , d'atténuer le « chattering », et d'améliorer la réponse du système au régime permanent.

Le MI donné par (5-a) est connecté à un charge de couple  $C_{ch}$  et est commandable par  $I_{Sq}$ .

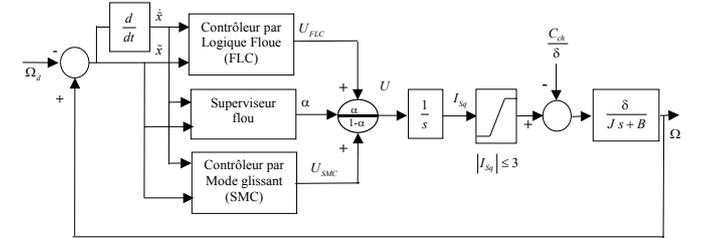


Figure 1 : Structure de la commande hybride FLC/SMC-I

#### IV. ANALYSE DE LA STABILITE

Dans cette section, on propose d'étudier la stabilité du système bouclé en appliquant la loi de commande hybride (10).

En utilisant (7) et (9), l'expression analytique de la commande hybride est donnée par :

$$U = (1-\alpha)(\psi_1\tilde{x} + \psi_2\dot{\tilde{x}} + k_g\lambda\tilde{x} + k_g\dot{\tilde{x}}) + \alpha(\tilde{x}f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) + \dot{\tilde{x}}f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}})) \quad (11)$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}S^2(X, t) \quad (12)$$

En utilisant (11) et (6), la dérivée de l'équation (12) devient :

$$\dot{V} = S\dot{X} \left[ (1-\alpha)b\psi_1 + (1-\alpha)bk_g\lambda + b\alpha f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right] + S\dot{\tilde{x}} \left[ (\lambda - a) + (1-\alpha)b\psi_2 + (1-\alpha)bk_g + b\alpha f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right]$$

Pour assurer la convergence du système vers la surface de glissement et par conséquent la stabilité globale du système, il suffit de choisir les fonctions  $\psi_1, \psi_2$  qui satisfont la condition de Lyapunov  $\dot{V} < 0$  :

$$\Psi_1 = \begin{cases} \alpha_1 < \underset{\lambda, k_g, f_1}{\text{Min}} \left[ -\lambda \quad k_g - \frac{\alpha}{1-\alpha} f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right] & \text{si } S\tilde{x} > 0 \\ \beta_1 > \underset{\lambda, k_g, f_1}{\text{Max}} \left[ -\lambda \quad k_g - \frac{\alpha}{1-\alpha} f_1(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right] & \text{si } S\tilde{x} < 0 \end{cases}$$

$$\Psi_2 = \begin{cases} \alpha_2 < \underset{b, \lambda, k_g, f_2}{\text{Min}} \left[ \frac{a-\lambda}{b(1-\alpha)} - k_g - \frac{\alpha}{1-\alpha} f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right] & \text{si } S\dot{\tilde{x}} > 0 \\ \beta_2 > \underset{b, \lambda, k_g, f_2}{\text{Max}} \left[ \frac{a-\lambda}{b(1-\alpha)} - k_g - \frac{\alpha}{1-\alpha} f_2(\tilde{x}, \dot{\tilde{x}}) \right] & \text{si } S\dot{\tilde{x}} < 0 \end{cases}$$

Il est à noter que la sortie du superviseur flou  $\alpha$  doit satisfaire la condition supplémentaire suivante  $\alpha < 1$ .

## V. SIMULATIONS ET RESULTATS

Afin de valider notre approche nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulations pour un moteur à induction dont les paramètres sont les suivants :

$$M_{SR} = 2.0642H, L_S = 2.0888H, L_R = 2.0887H, R_R = 41.774\Omega \\ R_S = 24.45\Omega, np = 2, a = 0.15, \text{ et } b = 196$$

Nous montrerons respectivement la robustesse du contrôleur proposé vis à vis des perturbations externes puis des perturbations structurelles.

Pour le contrôleur SMC-I, on fixe les paramètres comme suit :

$$\lambda = 20, k_g = -0.5430, \beta_1 = -\alpha_1 = 0.6667, \beta_2 = -\alpha_2 = 0.1667.$$

Pour synthétiser le contrôleur flou, on a divisé l'univers de discours de l'erreur et sa dérivée en cinq ensembles : NG, PG, NP, Z, et PP. Ainsi, en utilisant toutes les combinaisons possibles, 25 règles floues ont été générées pour neuf singletons au niveau de la partie conséquence comme montré sur le tableau 1. En suivant ce même développement, on construit le système flou superviseur. En analysant la table de règles (25 règles), on remarque une symétrie dans l'espace d'état. Ainsi, pour réduire le temps de calcul et simplifier la structure du superviseur, seules les valeurs absolues des entrées ont été considérées. Ceci permet de réduire la base de règles à seulement neuf composantes comme illustré par le tableau 2.

$\dot{\tilde{x}} \setminus \tilde{x}$	NG	NP	Z	PP	PG
PG	PP	NP	NG	NG	NTG
PP	PM	Z	NM	NM	NG
Z	PM	PP	Z	NP	NM
NP	PG	PM	PM	Z	NM
NG	PTG	PG	PG	PP	NP

Tableau 1 : Matrice d'inférence du contrôleur flou

$ \dot{\tilde{x}}  \setminus  \tilde{x} $	Z	M	G
Z	TG	G	M
M	M	Z	Z
G	Z	Z	Z

Tableau 2 : Matrice d'inférence du superviseur flou

### A. Cas d'une perturbation externe :

Dans ce cas la perturbation sera considérée comme une variation sinusoïdale du couple de charge autour de 15 N.m

Les figures (2-5) montrent les résultats obtenus avec les trois contrôleurs à savoir un contrôleur de type SMC-I, un contrôleur flou et enfin un contrôleur dit hybride. Sur la figure (2) on constate que la vitesse désirée est atteinte pour ces trois contrôleurs. Un zoom (figure (3)) montre que la commande hybride présente le meilleur compromis entre le dépassement et le temps de réponse. Nous avons quantifié les performances obtenues dans le tableau 3.

La figure (4) montre l'évolution des signaux de commande et la figure (5) est une zoom sur les signaux de commande qui montre une variation moindre pour le signal de commande

hybride par rapport à la commande floue et l'absence totale du « chattering » contrairement au signal SMC-I.

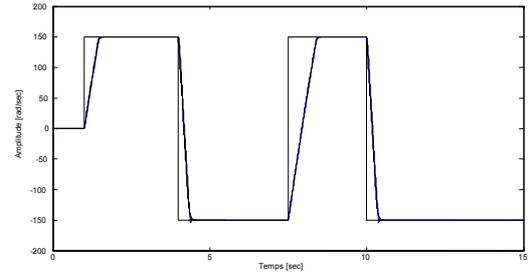


Figure 2 : La vitesse et la vitesse désirée (Perturbation externe)

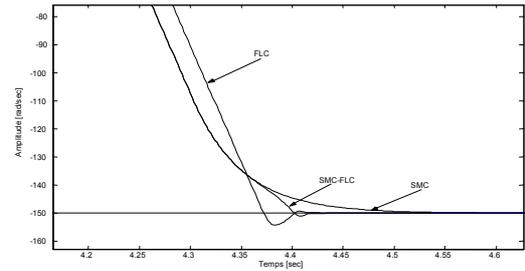


Figure 3 : Zoom sur la vitesse (Perturbation externe)

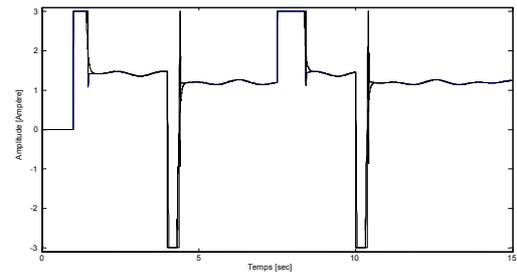


Figure 4 : Signaux de commande (Perturbation externe)

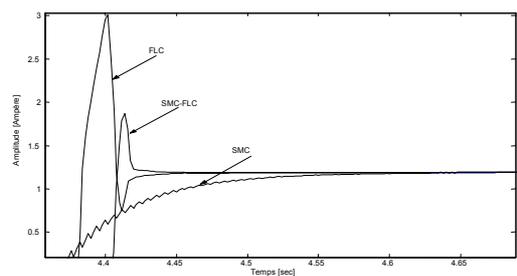


Figure 5 : Zoom sur les signaux de commande (Perturbation externe)

### B. Cas d'une perturbation structurelle :

Dans un second temps, nous avons considéré le même système avec une perturbation structurelle, représentée par une variation de l'inertie. Les résultats de simulation dans ce cas sont représentés par les figures (6-9).

Comme dans le cas précédent, les figure (6) et (7) montrent également que, l'approche proposée (SMC-FLC) donne la meilleure réponse globale.

Les figures (8) et (9) montrent respectivement les signaux de commande appliqués au MI pour chacun des contrôleurs et leur évolution. La quantification, puis la comparaison de ces résultats est donnée dans le tableau 4.

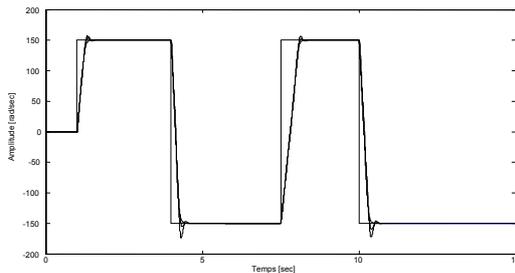


Figure 6 : La vitesse et la vitesse désirée (perturbation structurelle)

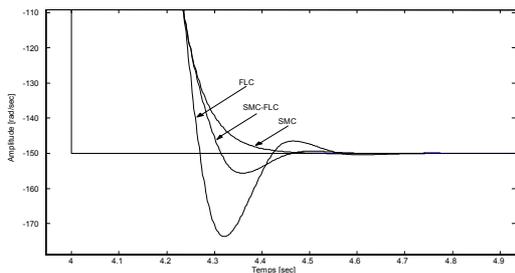


Figure 7 : Zoom sur la vitesse (perturbation structurelle)

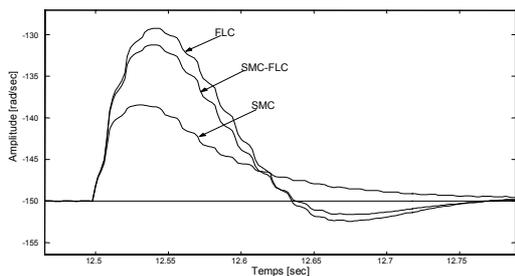


Figure 8 : Signaux de commande (perturbation structurelle)

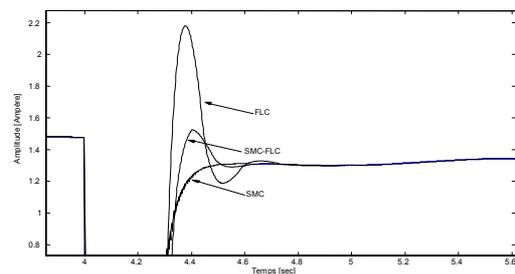


Figure 9 : Zoom sur les signaux de commande (perturbation structurelle)

	SMC	FLC	SMC-FLC
Temps de réponse à 1%	0.5320	0.4760	0.4700
Erreur Statique Moyenne	0.0119	$2.1286 \cdot 10^{-4}$	$2.129 \cdot 10^{-4}$

Tableau 3 : Comparaison entre les trois approches (perturbation externe)

	SMC	FLC	SMC-FLC
Temps de réponse à 1%	0.3720	0.2880	0.3000
Erreur Statique Moyenne	0.0596	0.0585	0.0585

Tableau 4 : Comparaison entre les trois approches (perturbation structurelle)

Au vu des résultats obtenus, on constate que pour les deux cas de figures considérés, l'approche hybride développée permet d'obtenir le meilleur rapport performance / signal de commande.

## VI. CONCLUSION

Dans ce papier, une commande hybride d'une machine à induction a été présentée. L'utilisation d'un superviseur flou permet d'assurer une commutation graduelle entre une commande par mode glissant et un contrôleur flou lors de l'approche du régime permanent. Cette structure a pour but d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant durant le régime transitoire, et la flexibilité du contrôleur flou durant le régime permanent. Plusieurs simulations et résultats comparatifs ont été présentés pour valider l'approche proposée. Nous envisageons par la suite d'utiliser la même approche avec les modes glissants supérieurs avec des observateurs du même type de manière à assurer une convergence en temps fini et pour améliorer les performances.

## VII. REFERENCES

- [1] J. P. Caron & J. P. Hautier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Technip, 1995.
- [2] J. Chatelin, Machines électriques, Collection de l'Ecole Polytechnique de Lausanne, Edition GEORGI, 1983.
- [3] G. Segurier & F. Notelet, Electrotechnique industrielle, Technique & Documentation Lavoisier, 1994.
- [4] V. I. Utkin, Sliding modes and their applications in variable structure systems. Mir, Moscow. 1978
- [5] J. J. E. Slotine & W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [6] M. Torres, H. Sira-Ramirez & G. Escobar, Sliding mode nonlinear control of magnetic bearings, Proc. of IEEE Inter. Conf. On Control App., Vol. 1, pp. 743-748, 1999.
- [7] E. Y. Y. Ho & P. C. Sen, Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 27, pp. 883-892, 1991.
- [8] A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli & J. Zaytoon, Switching controller's synthesis: combination of a sliding mode and  $H_\infty$  control by a fuzzy supervisor, Proc. Of IFAC conference on Analysis and Design of Hybrid Systems ADHS 03, Saint-Malo, France, pp283-288, 2003.

- [9] N. Essounbouli, A. Hamzaoui. & N. Manamanni, Fuzzy supervisor for combining sliding mode control and  $H_{\infty}$  control, Proc. Of 10<sup>th</sup> International Fuzzy System Association World Congress, IFSA 2003, Istanbul, Turkey, 2003.
- [10] S.C. Lin, and Y.Y Chen (1995) "A GA-based fuzzy controller with sliding mode," *IEEE International Conf. on Fuzzy Systems*, pp. 1103-1110.
- [11] H. Ying, Fuzzy control and modeling : analytical foundations and applications, IEEE Press, New Jersey, 2000.
- [12] H. Ying, An analytical study on structure, stability and design of general Takagi-Sugeno fuzzy control systems, *Automatica*, pp. 1617-1623, 1998.