

# Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou avec Gain Adaptatif

T. Amieur, M. Boumehraz

**Résumé**—Ce papier présente une commande par mode glissant flou avec gain adaptatif. La stabilité du système en boucle fermée est prouvée analytiquement par l'approche de Lyapunov. La méthode étudiée permet l'atténuation des effets des perturbations externes et des incertitudes, ainsi que l'élimination de phénomène de "broutement" introduit par le mode glissant classique. Un exemple de simulation est utilisé pour illustrer l'efficacité de cette commande.

**Mots clés**—Mode glissant, commande floue, mode glissant flou, gain adaptatif.

## I. INTRODUCTION

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique [1] et la commande des moteurs électriques [2]. L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients : l'apparition du phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs; le système est soumis à chaque instant à une commande élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation par une fonction de saturation. Mais, cette solution n'est qu'un cas particulier de la commande par mode glissant flou, d'où l'intérêt à utiliser une commande qui combine la logique floue et le mode glissant avec gain adaptatif afin d'obtenir une commande robuste et lisse.

Certains chercheurs [3] ont essayé de trouver une similitude entre la commande floue non linéaire et la commande par mode glissant et de combiner les deux lois de commande, c'est-à-dire la commande floue pour sa rapidité et sa facilité de mise en œuvre, et le régime glissant pour ses fondements théoriques rassurant du point de vue stabilité et robustesse. Cette combinaison reliant les avantages d'invariance par rapport aux incertitudes et aux perturbations

de la commande à régime glissant avec ceux de la rapidité et de la bonne poursuite de trajectoire de la commande floue, permet de s'affranchir des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et de déficit en outils d'analyse de la commande à base de la logique floue sans oublier la diminution du nombre de règles floues.

Ce papier est organisé comme suit :

Dans les deux sections II et III on présente la méthode de conception d'un contrôleur par mode glissant flou et leur principe de commande. La section IV présente la commande par mode glissant flou découplée avec gain adaptatif et l'analyse de stabilité. En suite la commande étudiée est appliquée sur le pendule inversé (section V). On termine par une conclusion.

## II. CONCEPTION DU CONTROLEUR PAR MODE GLISSANT FLOU

Considérons un système non linéaire décrit par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = x_{i+1}(t) & i = 1, K, n-1 \\ \dot{x}_n(t) = f(X, t) + b(X, t)u(t) + d(t) \\ y(t) = x_1(t) \end{cases} \quad (1)$$

Avec :

$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$  est le vecteur d'état,  $f(X, t)$  et  $b(X, t)$  sont des fonctions non linéaires avec  $b(X, t) \neq 0$ ,  $u(t)$  : la commande,  $d(t)$  : la perturbation considérée comme étant bornée :  $|d(t)| \leq D$ .

Le but de la commande est de trouver une loi de commande telle que les trajectoires du vecteur d'état tendent vers zéro malgré la présence des perturbations.

La surface de glissement est donnée par :

$$S(X, t) = \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_i + x_n \quad (2)$$

Avec  $c_i \neq 0, i = 1, K, n-1$

Si on choisit une fonction de Lyapunov de la forme

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (3)$$

D'après le théorème de Lyapunov si  $\dot{V}$  est négative la trajectoire d'état sera attirée vers la surface de glissement et commute autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S} = \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_{i+1} + f(X, t) + b(X, t)u + d(t) \quad (4)$$

En multipliant l'équation (4) par  $S$ , on obtient :

$$S\dot{S} = S \sum_{i=1}^{n-1} c_i x_{i+1} + Sf(X, t) + Sb(X, t)u + Sd(t) \quad (5)$$

Si on suppose que  $b(X, t) \neq 0, \forall X$  alors :

si  $S < 0$  la diminution de  $u$  va diminuer  $S\dot{S}$  de sorte que  $\dot{V} < 0$  et si  $S > 0$  l'augmentation de  $u$  va diminuer  $S\dot{S}$  de sorte que  $\dot{V} < 0$  [4].

La relation qui lie la surface de glissement  $S$  et la commande  $u$  peut être exploitée pour déterminer la base de règles d'un contrôleur flou permettant la stabilité asymptotique du système [3].

### III. LE PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU

On suppose un contrôleur flou pour un système d'ordre deux construit par la collection des règles floues suivantes :

- $R^1$  : Si  $S$  est *NG* Alors  $u_f$  est *PG*
- $R^2$  : Si  $S$  est *NM* Alors  $u_f$  est *PM*
- $R^3$  : Si  $S$  est *ZR* Alors  $u_f$  est *ZR* (6)
- $R^4$  : Si  $S$  est *PM* Alors  $u_f$  est *NM*
- $R^5$  : Si  $S$  est *PG* Alors  $u_f$  est *NG*

avec **NG** : négatif grand, **NM** : négatif moyen, **ZR** : zéro, **PM** : positif moyen et **PG** : positif grand, sont des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées dans les figures suivantes :

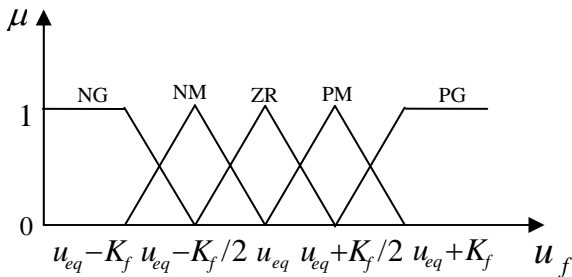


Fig. 1. Fonctions d'appartenance pour la sortie  $u_f$

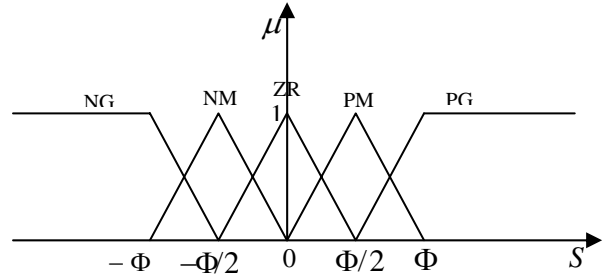


Fig. 2. Fonctions d'appartenance pour l'entrée  $S$

En utilisant la méthode d'inférence max-min on trouve :

$$\mu_{\tilde{F}_x, OR^i}(u_f) = \sup_{S \in X} \left[ \min \left[ \mu_{\tilde{F}_x}(S), \min \left[ \mu_{\tilde{F}_S^i}(S), \mu_{\tilde{F}_{u_f}^i}(u_f) \right] \right] \right] \quad (7)$$

L'équation (7) peut être simplifiée en supposant  $\tilde{F}_x$  comme étant un singleton flou c'est-à-dire pour  $S = \alpha$ ,  $\mu_{\tilde{F}_S^i}(S) = 1$  sinon  $\mu_{\tilde{F}_S^i}(S) = 0$ , l'équation (7) devient :

$$\mu_{\tilde{F}_x, OR^i}(u_f) = \min \left[ \mu_{\tilde{F}_S^i}(\alpha), \mu_{\tilde{F}_{u_f}^i}(u_f) \right] \quad (8)$$

et la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{F_{u_f}^d}$  est :

$$\mu_{\tilde{F}_{u_f}^d}(u_f) = \max \left[ \mu_{\tilde{F}_x, OR^1}(u_f), K, \mu_{\tilde{F}_x, OR^5}(u_f) \right] \quad (9)$$

en utilisant la défuzzification par la méthode de centre de gravité, l'expression de la sortie du régulateur flou  $u_f$  est [5] [6] :

$$u_f = \frac{\int_{-\frac{3}{2}}^{\frac{3}{2}} u_f \mu_{\tilde{F}_{u_f}^d}(u_f) du_f}{\int_{-\frac{3}{2}}^{\frac{3}{2}} \mu_{\tilde{F}_{u_f}^d}(u_f) du_f} \quad (10)$$

A partir des figures 1-2 et de l'équation (9), (10) devient [7]:

$$u_f = \begin{cases} -1 & \varphi \pi - 1 \\ -\frac{1}{2} * \frac{(2\varphi+3)(3\varphi+1)}{4\varphi^2+6\varphi+1} & -1 \leq \varphi \leq \frac{-1}{2} \\ -\frac{1}{2} * \frac{\varphi(2\varphi+3)}{4\varphi^2+2\varphi-1} & \frac{-1}{2} \leq \varphi \leq 0 \\ \frac{1}{2} * \frac{\varphi(2\varphi-3)}{4\varphi^2-2\varphi-1} & 0 \leq \varphi \leq \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} * \frac{(2\varphi-3)(3\varphi-1)}{4\varphi^2-6\varphi+1} & \frac{1}{2} \leq \varphi \leq 1 \\ 1 & \varphi \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

Avec  $\varphi = \frac{S}{\Phi}$  si  $|S| \geq \Phi$  alors  $u_f = -\text{Sign}(S)$

La fig.3. représente le résultat de la sortie  $u_{CMGF}$  pour une entrée floue, la loi de la commande par mode glissant flou  $u_{CMGF}$  a la forme suivante [3]:

$$u_{CMGF} = u_{eq} + K_f u_f \quad (12)$$

On peut conclure que ce régulateur par mode glissant flou particulier travaille comme un régulateur par mode glissant à bande limite.

$$u_{CMGF} = u_{eq} - K_f \text{Sat}\left(\frac{S}{\Phi}\right) \quad (13)$$

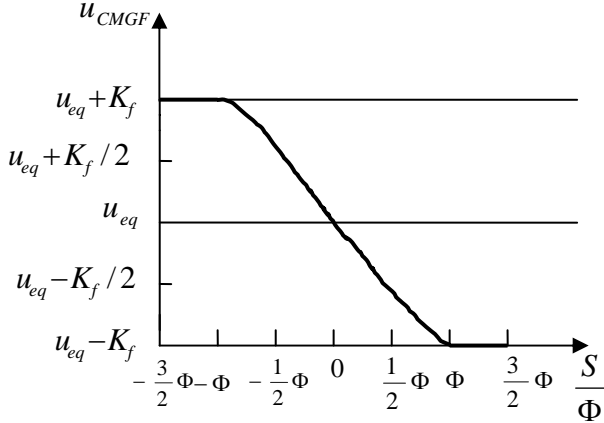


Fig.3. Sortie de la commande par mode glissant flou

En résumé, dans la conception d'un régulateur flou basé sur cinq règles, les règles floues peuvent être obtenues à partir d'un régulateur par mode glissant. Ce qui assure la stabilité et la robustesse pour le régulateur flou [3].

#### IV. COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU DECOUPLEE

Soit le système non linéaire décrit par la représentation d'état suivante [8]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= f_1(X) + b_1(X)u(t) + d_1(t) \\ \dot{x}_3(t) &= x_4(t) \\ \dot{x}_4(t) &= f_2(X) + b_2(X)u(t) + d_2(t) \end{aligned} \quad (14)$$

avec  $X = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$  : est le vecteur d'état,  $f_1(X)$ ,  $f_2(X)$ ,  $b_1(X)$  et  $b_2(X)$  sont des fonctions non linéaires avec  $b_1(X) \geq \underline{b}_1 \Phi > 0$ ,  $b_2(X) \geq \underline{b}_2 \Phi > 0$ ,  $u(t)$  est la commande,  $d_1(t)$  et  $d_2(t)$  sont des perturbations supposées comme étant bornées :

$$|d_i(t)| \leq D_i, \quad i = 1, 2$$

On définit deux surfaces de glissement  $S_1$  et  $S_2$  :

$$S_1 = c_1 x_1 + x_2 \quad (15)$$

$$S_2 = c_2 x_3 + x_4 \quad (16)$$

A partir de la théorie de mode glissant présentée dans la partie précédente, on peut choisir une loi de commande de la forme [9] :

$$u_1 = u_{1eq} - K_1 \text{Sat}(S_1 b_1(X)/\Phi_1)$$

$$\text{avec } K_1 \Phi \frac{D_1}{b_1(X)}, \quad u_{1eq} = \frac{-c_1 x_2 - f_1(X)}{b_1(X)}$$

$$u_2 = u_{2eq} - K_2 \text{Sat}(S_2 b_2(X)/\Phi_2)$$

$$\text{avec } K_2 \Phi \frac{D_2}{b_2(X)}, \quad u_{2eq} = \frac{-c_2 x_4 - f_2(X)}{b_2(X)}$$

Il est évident que si on pose  $u = u_1$ , cette commande permet de ramener le plus rapidement possible les états  $x_1$  et  $x_2$  sur la surface  $S_1$ , puis de les y faire glisser jusqu'au point d'équilibre. La même chose sera pour les états  $x_3$  et  $x_4$  avec  $S_2$  si on prend  $u = u_2$ , autrement dit ce régulateur ne peut commander que l'un des deux sous-systèmes.

Pour le système donné par l'équation (14) on cherche à déterminer une loi de commande  $u = u(x)$  de sorte que le système en boucle fermée soit globalement stable, dans le sens où toutes les variables d'état soient uniformément bornées et convergent asymptotiquement vers leurs points d'équilibre.

L'idée principale de ce régulateur découplé consiste à décomposer le système en deux sous-systèmes **A** et **B**, le sous-système **A** est constitué de  $x_1$  et  $x_2$  et sa surface de glissement correspondante est  $S_1$ , le sous-système **B** est constitué de  $x_3$  et  $x_4$  et sa surface de glissement correspondante est  $S_2$ . En supposant que l'objectif essentiel est de stabiliser le sous-système **A**, il est raisonnable de considérer l'information venant du sous-système **B** comme étant secondaire, et cette information secondaire doit être prise en compte par le sous-système **A**. Une variable intermédiaire  $z$  qui représente donc cette information secondaire est incorporée en  $S_1$ . La surface  $S_1$  prend la forme  $c_1(x_1 - z) + x_2$ , ce qui signifie que l'objectif principal est changé à  $x_1 = z$ ,  $x_2 = 0$ , ou  $z$  est une fonction de  $S_2$ .

On peut choisir l'expression  $S_1$  et  $S_2$  comme étant :

$$S_1 = c_1(x_1 - z) + x_2 \quad (17)$$

$$S_2 = c_2 x_3 + x_4 \quad (18)$$

Donc la loi de commande devient :

$$u_1 = u_{1eq} - K_1 \text{Sat}(S_1 b_1(X)/\Phi_1) \quad (19)$$

$$\text{avec } u_{1eq} = \frac{-c_1 x_2 - f_1(X)}{b_1(X)} \quad (20)$$

La valeur de l'état  $z$  peut être limitée en posant

$$|z| \leq z_U, \quad 0 \leq z_U \leq \pi \quad (21)$$

Où  $z_U$  est la valeur maximale de  $|z|$ .

La variable  $z$  peut être définie par :

$$z = \text{Sat}\left(\frac{S_2}{\Phi_z}\right)z_U, \text{ avec } 0 \leq z_U \leq 1 \quad (22)$$

avec  $\Phi_z$  est la bande limite de la surface de glissement  $S_2$  qui assure le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande. À partir de l'équation (15) si  $S_2 \neq 0$  alors  $z \neq 0$ , si  $S_2 \rightarrow 0$  alors  $z \rightarrow 0$ , et  $x_1 \rightarrow 0$  et  $S_1 \rightarrow 0$  et l'objectif de la commande peut être achevé [10].

#### IV.I. COMMANDE PAR MODE GLISSANT FLOU AVEC GAIN ADAPTATIF

Dans la partie précédente, on a supposé que le gain  $K$  de la commande par mode glissant peut être déterminé. Cependant, en pratique, on n'a pas de méthode permettant le calcul de ce gain. Pour résoudre ce problème, on utilise dans cette section, une commande à gain adaptatif. Soit la loi de commande suivante :

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (23)$$

La commande équivalente  $u_{eq}$  peut être obtenue à partir de la dérivée temporelle de la surface  $\dot{S}_1 = 0$ .

$$\dot{S}_1 = c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + \dot{x}_2 \quad (24)$$

$$\dot{S}_1 = c_1(x_2 - \dot{x}_2) + f_1(X) + b_1(X)u \quad (25)$$

$$u_{eq}^* = \frac{-c_1x_2 + c_1\dot{x}_2 - f_1(X)}{b_1(X)} \quad (26)$$

La variable  $z$  n'est pas dérivable,  $\dot{z}$  ne peut pas être obtenue, pour cela on approche la loi de commande équivalente optimale  $u_{eq}^*$  par la commande équivalente  $u_{eq}$  donnée par :

$$u_{eq} = \frac{-c_1x_2 - f_1(X)}{b_1(X)} \quad (27)$$

et soit  $k(t)$  donné par :

$$k(t) = u_{eq} - u_{eq}^* \text{ avec } 0 \leq k(t) \leq K \quad (28)$$

La limite d'incertitude  $K$  est une constante positive. Cependant, cette limite d'incertitude ne peut pas être mesurée en pratique [11].

Soit  $\hat{K}$  la valeur estimée de  $K$ . On considère l'erreur d'estimation :

$$\tilde{K}(t) = K - \hat{K}(t) \quad (29)$$

La commande discontinue  $u_n$  dont le but est de vérifier les conditions d'attractivité, est un terme de commande par mode glissant adaptatif introduit pour compenser la différence entre

la commande équivalente optimale  $u_{eq}^*$  est la commande équivalente  $u_{eq}$ .

$$u_n = -\hat{K}\text{Sign}(S_1b_1) \quad (30)$$

Pour assurer les objectifs de la commande, on adopte la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{K}} = -\tilde{K} = \eta|S_1b_1| \quad (31)$$

avec  $\eta > 0$ .

#### IV.II. ANALYSE DE LA STABILITE

Afin de démontrer la stabilité du système, nous considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}S_1^2 + \frac{1}{2\eta}\tilde{K}^2 \quad (32)$$

dont la dérivée temporelle est

$$\dot{V} = S_1\dot{S}_1 + \frac{1}{\eta}\tilde{K}\dot{\tilde{K}} \quad (33)$$

À partir de (25) et (29), il vient :

$$\dot{V} = S_1(c_1x_2 - c_1\dot{x}_2 + f_1(X) + b_1(X)u) + \frac{1}{\eta}(K - \hat{K})\dot{\tilde{K}} \quad (34)$$

En remplaçant  $u$  par son expression (23) et en utilisant la loi d'adaptation (31), la relation (34) devient :

$$\dot{V} = S_1(c_1x_2 - c_1\dot{x}_2 + f_1(X) + b(X)(u_{eq} - u_{eq}^* + u_{eq}^* + u_n)) - (K - \hat{K})S_1b_1(X) \quad (35)$$

À partir de (26), il vient

$$\dot{V} = S_1(b_1(X)(u_{eq} - u_{eq}^* + u_n)) - (K - \hat{K})S_1b_1(X) \quad (36)$$

À partir de (28) et (30), il vient

$$\dot{V} = S_1(b_1(X)(k - \hat{K}\text{Sign}(S_1b_1(X)))) - (K - \hat{K})S_1b_1(X) \quad (37)$$

$$S_1b_1(X)\hat{K}\text{Sign}(S_1b_1(X)) = \hat{K}|S_1b_1(X)| \quad (38)$$

Ce qui implique

$$\dot{V} = S_1b_1(X)(k - K|S_1b_1(X)|) \quad (39)$$

$\dot{V} \leq 0$ .

#### V. EXEMPLE DE SIMULATION

Pour démontrer l'efficacité de la méthode on l'a utilisé pour la commande d'un pendule inversé. Le système se compose d'un chariot mobile en translation supportant un pendule libre en rotation comme le montre la fig.4.



Fig.4. Schéma de principe du pendule inversé

Le mouvement peut être décrit par les équations différentielles suivantes [10]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= x_2 \\ \ddot{x}_2 &= \frac{m_p g \sin x_1 - m_p L \sin x_1 \cos x_1 x_2^2 + \cos x_1 u}{L \left( \frac{4}{3} m_t - m_p \cos^2 x_1 \right)} + d(t) \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_4 &= x_4 \\ \ddot{x}_4 &= \frac{\frac{4}{3} m_p L x_2^2 \sin x_1 + m_p g \sin x_1 \cos x_1}{\frac{4}{3} m_t - m_p \cos^2 x_1} + \frac{4}{3 \left( \frac{4}{3} m_t - m_p \cos^2 x_1 \right)} u + d(t) \end{aligned}$$

avec

$$x_1 = \theta, x_2 = \dot{\theta}, x_3 = x, x_4 = \dot{x}$$

$x$  : La position du chariot.

$\theta$  : L'angle du pendule.

$$m_p = 0.1 \text{ kg}, \quad m_c = 1 \text{ kg}, \quad m_t = m_c + m_p, \quad L = 0.5 \text{ m},$$

$$g = 9.81 \text{ m/s}^2.$$

Les figures suivantes représentent les résultats obtenus pour un régulateur dont les paramètres sont

$$c_1 = 5, \quad c_2 = 0.5, \quad \eta = 0.1, \quad K(0) = 15, \quad \Phi_1 = 5,$$

$$\Phi_z = 8.5812, \quad z_U = 0.9425 \text{ et une condition initiale}$$

$\theta(0) = -60^\circ, \dot{\theta}(0) = 0, x(0) = -1 \text{ m}, \dot{x}(0) = 0$  avec une perturbation externe  $d(t) = 0.5 \sin(t)$

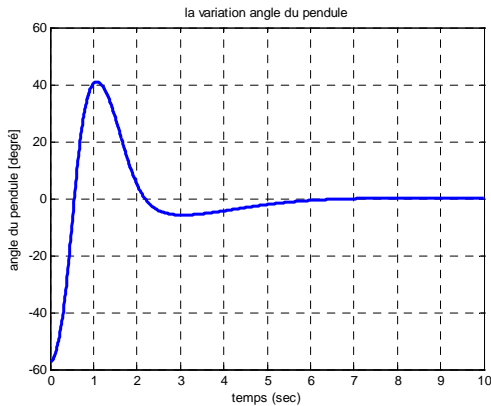


Fig.5. Position du pendule

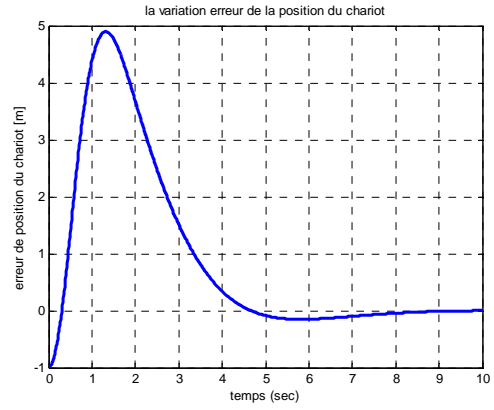


Fig.6. Position du chariot

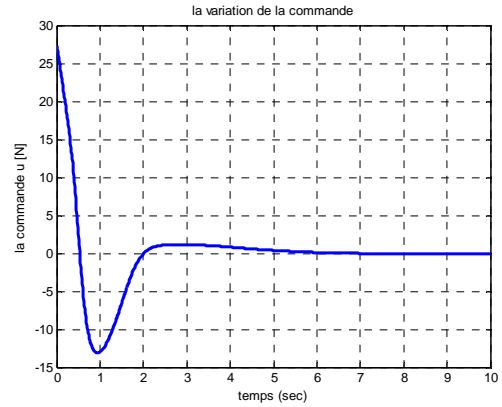


Fig.7. la commande

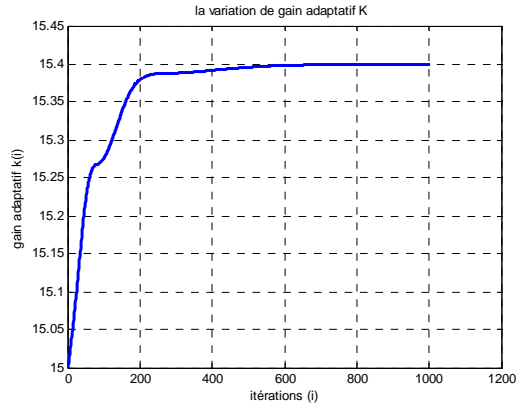


Fig.8. gain adaptatif

Les figures 9-11 représentent les résultats obtenus pour la poursuite du vecteur d'état désiré suivant :

$$\theta_d(t) = 0, \quad \dot{\theta}_d(t) = 0,$$

$$x_d(t) = \begin{cases} 1 & \text{Si } 20s \leq t \leq 30s \\ -1 & \text{Si ailleurs} \end{cases} \text{ et } \dot{x}_d(t) = 0$$

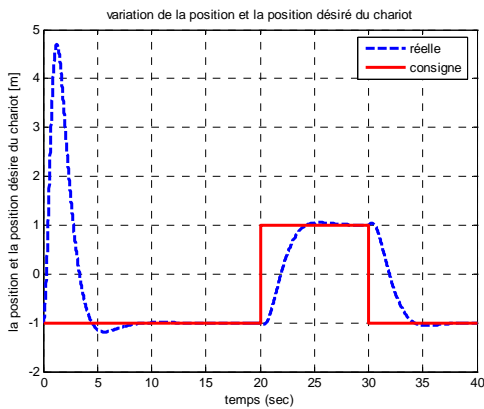


Fig.9. Position du chariot (réelle, consigne).

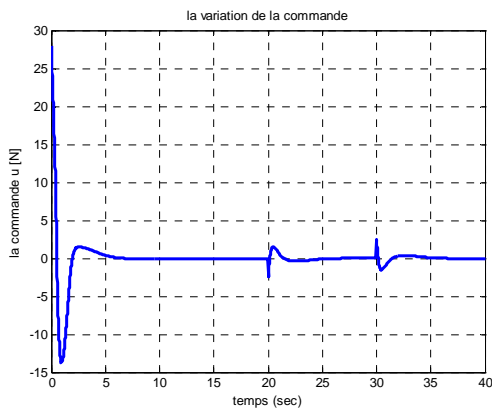


Fig.10. la commande

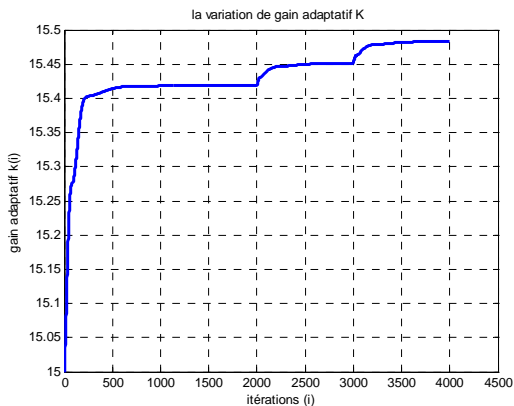


Fig.11. gain adaptatif

On remarque que la loi de commande utilisée a permis la stabilisation et la poursuite d'une trajectoire désirée.

## VI. CONCLUSION

Dans ce papier nous avons étudié un contrôleur qui peut être appliqué pour une large classe de systèmes non linéaire, il combine les avantages de deux techniques considérées robustes et qui sont la commande floue dont les performances

incontestables la rendent de plus en plus convoitée par les chercheurs et la commande par mode glissant avec gain adaptatif qui prouve des propriétés de stabilité et de robustesse par rapport aux perturbations externes.

L'application de cette commande sur un exemple de simulation a donné des résultats très satisfaisants pour la stabilisation et la poursuite de trajectoire tout en s'affranchissant des problèmes de broutement de la commande par mode glissant et le déficit en outils d'analyse de la commande à la logique floue.

## REFERENCES

- [1] J. M. Yang, I. H. Choi, J. H. Kim, « Sliding mode motion control of non holonomic mobile robots », *IEEE control system*, Vol. 19, N° 19, pp. 15-23, 1999.
- [2] A. Ishigame, T. Furukawa, «Sliding mode controller design based on fuzzy inference for nonlinear systems», *IEEE transactions on industrial Electronics*, Vol. 40, N° 1, February 1993.
- [3] J. C. Lo and Y. H. Kuo « Decoupled Fuzzy Sliding-Mode Control », *IEEE transactions On Fuzzy systems*, Vol. 6, N° 3, pp. 426-435, 1998.
- [4] L.-C. Hung, H. P. Lin, H.-Y. Chung, « Design of self-tuning fuzzy sliding mode control for TORA system », *Expert Systems with Applications*, Vol. 32, pp. 201–212, 2007.
- [5] T.-P. Zhang, C.-B. Feng, « Decentralized adaptive fuzzy control for large-scale nonlinear systems », *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 92, pp. 61–70, 1997.
- [6] S. C. Tong, Q. Li, T. Chai, « Fuzzy adaptive control for a class of nonlinear systems », *Fuzzy Sets and Systems*, Vol.101, pp. 31–39, 1999.
- [7] T. Chai, S. Tong, « Fuzzy direct adaptive control for a class of nonlinear systems », *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 103, pp. 379-387, 1999.
- [8] L.-C. Hung and H.-Y. Chung, «Fuzzy sliding-mode control with rule adaptation for nonlinear systems », *Expert Systems*, Vol. 23, N° 4, 2006.
- [9] D. Liu, J. Yi, D. Zhao, « Adaptive sliding mode fuzzy control for a two-dimensional overhead crane », *Mechatronics*, Vol. 15, N° 5, pp. 505–522, 2005.
- [10] S.-Y. Chen, F. -M. Yu, H. -Y. Chung, « Decoupled fuzzy controller design with single-input fuzzy logic », *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 129, pp. 335–342, 2002.
- [11] C.-M. Lin and W.-L. Chin, «Adaptive Hierarchical Fuzzy Sliding-Mode Control for a Class of Coupling Nonlinear Systems », *Int. J. Contemp. Math. Sci.*, Vol. 1, N° 4, pp. 177 – 204, 2006.