

Commande PID Adaptative des Systèmes non Linéaires Affines en la Commande

A. Boubakir†, S. Labiod†, and T.M. Guerra‡

†LAMEL, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Jijel BP.98, Ouled Aissa, 18000, Jijel, Algérie

ah_boubakir@yahoo.fr, labiod_salim@yahoo.fr

‡ LAMIH, UMR CNRS 8530, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis
Le Mont Houy 59313 Valenciennes Cedex 9 France
guerra@univ-valenciennes.fr

Abstract — Ce travail présente une stratégie de commande PID adaptative pour une classe de systèmes non linéaires incertains affines en la commande. Les paramètres réglables du contrôleur PID sont ajustés par un algorithme d'adaptation de type gradient. Cet algorithme est sélectionné pour minimiser une fonction de coût quadratique de l'erreur entre une loi de commande idéale inconnue et la loi de commande PID utilisée. La stabilité du système global bouclé est prouvée analytiquement par la méthode directe de Lyapunov. Une simulation est effectuée sur le modèle d'un pendule inversé pour montrer la faisabilité de la stratégie de commande proposée.

Keywords — Algorithme du gradient, commande adaptative, contrôleur PID, systèmes non linéaires.

I. INTRODUCTION

La commande des systèmes est l'un des domaines les plus riches en terme d'algorithmes et d'outils de développement. Au cours des deux dernières décennies, un nombre très important de publications a été consacré au problème de l'analyse et de la synthèse de lois de commande pour les systèmes non linéaires. Ce problème présente beaucoup de challenges parce que les systèmes non linéaires - contrairement au cas de systèmes linéaires pour lesquels l'automatique fournit une panoplie de méthodes pour la synthèse de la commande - ne disposent pas d'outils et de méthodes générales pour réaliser cette analyse et/ou synthèse des lois de commande. Ceci est dû au fait que les systèmes non linéaires peuvent posséder des dynamiques complexes et des structures extrêmement variées.

La commande des systèmes non linéaires a tout d'abord « reposé » sur la théorie de l'automatique linéaire [1]. L'approche principale consistait à linéariser la dynamique non linéaire du système autour d'un point de fonctionnement de telle sorte que les outils de la commande linéaire puissent être exploités pour la synthèse d'une loi de commande assurant les performances recherchées. Cependant, la nécessité de garantir des performances sur une plage importante de fonctionnement des systèmes a imposé la prise en compte de leur dynamique non linéaire globale dans la synthèse des lois de commande.

L'introduction du formalisme de la géométrie différentielle et en particulier la technique de linéarisation entrée-sortie a connu un succès certain. Elle entre dans le développement de lois de commande pour une classe de systèmes non linéaires, affines en la commande linéarisables par bouclage [1], [2]. Cette classe de systèmes n'a pas uniquement un intérêt mathématique mais également une grande importance pratique, car, beaucoup de systèmes physiques appartiennent à cette classe, tels que les systèmes mécaniques et les machines électriques. L'idée de base de la linéarisation par bouclage est la transformation d'un système non linéaire en un système linéaire, permettant l'utilisation des outils de synthèse du linéaire. Cependant, cette technique ne peut être utilisée que pour les systèmes non linéaires dont le modèle dynamique est suffisamment bien connu. Pour pallier ce problème, plusieurs approches de commande adaptative ont été proposées [1], [3], [4]. Dans ces approches, on suppose que le modèle du système non linéaire peut être exprimé sous la forme d'un produit de fonctions non linéaires connues à l'aide de paramètres inconnus. Malheureusement, il est souvent difficile, voire impossible de décrire tous les phénomènes mis en jeu dans un système à partir de fonctions non linéaires connues, notamment pour un système physique complexe.

Pour ce type de systèmes, d'autres approches adaptatives utilisant les systèmes flous et/ou les réseaux de neurones ont connu un certain succès [5]. Dans ces schémas adaptatifs, l'étude de la stabilité est fondée sur l'approche directe de Lyapunov. Deux approches de commande adaptative ont été investies [5], [6] : l'approche indirecte et l'approche directe. Dans l'approche indirecte, les systèmes flous et/ou les réseaux de neurones sont utilisés pour estimer la dynamique du système, et la loi de commande se calcule à partir de ces estimées [5]-[10]. Par contre, les approches directes se basent sur l'approximation par des systèmes flous et/ou des réseaux de neurones de lois de commande idéales inconnues et les paramètres de l'approximateur utilisé sont ajustés par une loi d'adaptation issue d'une fonction candidate de Lyapunov [5], [6], [8], [11]-[13].

Dans les applications industrielles, la commande PID par sa simplicité de conception est la commande la plus

utilisée. La synthèse d'une commande PID consiste à déterminer trois paramètres à savoir : le gain proportionnel K_p , le gain d'intégration K_i et le gain de dérivation K_d . Pour les systèmes linéaires, la méthode de Ziegler-Nichols [14], est la méthode la plus utilisée pour déterminer les gains K_p , K_i et K_d . En revanche, pour les systèmes non linéaires il n'y a pas de méthodes systématiques pour trouver ces trois gains. Pour cette classe de systèmes, la tendance actuelle est vers la commande PID adaptative [15], [16], et la commande PID robuste [17], surtout pour le cas de systèmes non linéaires incertains ou perturbés. Dans [15] et [16], les auteurs développent des approches de commande PID adaptative pour des systèmes non linéaires monovariables avec un gain de commande supposé connu.

Dans ce travail, une approche de commande PID adaptative pour une classe de systèmes non linéaires monovariables affines en la commande est proposée. Un contrôleur PID est utilisé pour approcher en ligne une loi de commande idéale inconnue. Contrairement aux travaux de [6], [15], [16], où la loi d'adaptation est sélectionnée pour assurer la décroissance d'une fonction candidate de Lyapunov sur l'erreur de sortie, la loi d'adaptation, dans ce travail, est sélectionnée pour minimiser par la méthode du gradient un critère quadratique de l'erreur à l'entrée du système, i.e. de l'erreur entre la commande idéale inconnue et la sortie du contrôleur PID.

Cet article est structuré de la manière suivante : la classe concernée de systèmes non linéaires monovariables et les objectifs de la commande sont décrits dans la section 2. L'approche de commande PID adaptative proposée est introduite dans la section 3 avec l'étude de la stabilité de la loi d'adaptation et du système global bouclé. Dans la section 4, la nouvelle stratégie de commande est utilisée pour la commande en poursuite d'un pendule inversé.

II. POSITION DU PROBLEME

Nous considérons la classe des systèmes non linéaires monovariables affines en la commande décrits par

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = x_3, \dots, \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (1)$$

ou, encore

$$y^{(n)} = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u \quad (2)$$

avec $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état supposé mesurable, $y \in \mathbb{R}$ est la sortie du système, $u \in \mathbb{R}$ est l'entrée de commande, $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$ sont des fonctions non linéaires supposées inconnues.

Le gain de commande $g(\mathbf{x})$ est supposé non nul, borné et de signe connu. $g(\mathbf{x})$ est donc soit strictement positif, soit strictement négatif. Sans perte de généralité, nous supposons $0 < g(\mathbf{x}) < \bar{g}$. Notons que le résultat de ce papier peut être facilement adapté au cas $g(\mathbf{x}) < 0$.

Remarque 1 : Dans les approches directes présentées dans [15], [16], le gain de commande $g(\mathbf{x})$ est supposé

connu. Par contre, la connaissance de $g(\mathbf{x})$ n'est plus nécessaire ici.

Notre objectif est la synthèse d'une loi de commande PID adaptative de telle sorte que la sortie $y(t)$ suive au mieux une trajectoire de référence $y_d(t)$ bornée et dérivable, tout en garantissant la bornitude de tous les signaux de la boucle fermée.

Pour atteindre l'objectif de commande, on définit l'erreur de poursuite par

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (3)$$

et une erreur filtrée par

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t), \quad \lambda > 0 \quad (4)$$

$s(t) = 0$ est une équation différentielle qui possède la solution $e(t) = 0$. De plus, si $|s(t)| \leq \Phi$ avec Φ une constante positive, l'erreur de poursuite et ses dérivées vérifient [1],

$$|e^{(i)}(t)| \leq 2^i \lambda^{i-n+1} \Phi, \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (5)$$

De ce fait, l'objectif de commande devient la détermination d'une loi de commande avec sa loi d'adaptation paramétrique afin de garantir la convergence du signal $s(t)$.

La dérivée temporelle de l'erreur filtrée (4) peut être écrite sous la forme

$$\dot{s} = v - f(\mathbf{x}) - g(\mathbf{x})u \quad (6)$$

avec

$$v = y_d^{(n)} + k_{n-1}e^{(n-1)} + \dots + k_1\dot{e}$$

et

$$k_j = C_{n-1}^{j-1} \lambda^{n-j}$$

Si les non linéarités du systèmes sont parfaitement connues, i.e., si les fonctions non linéaires $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$ sont connues, pour atteindre les objectifs de commande, la loi de commande idéale u^* suivante est une solution

$$u = u^* = \frac{(-f(\mathbf{x}) + v + \alpha s + \beta \tanh(s/\varepsilon))}{g(\mathbf{x})} \quad (7)$$

avec $\alpha > 0$, $\beta > 0$, et ε une constante positive petite. Effectivement, par substitution de (7) dans (6), il vient

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s/\varepsilon) \quad (8)$$

Choisissons la fonction candidate suivante

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (9)$$

la dérivée temporelle de (9) le long des trajectoires de (8) se majore par

$$\dot{V} \leq -\alpha s^2 \quad (10)$$

Ce qui implique la convergence vers zéro de $s(t)$ et, par conséquent, la convergence de l'erreur de poursuite $e(t)$. Bien entendu, la commande (7) est idéale au sens où les fonctions non linéaires $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$ sont évidemment inconnues. Le but consiste alors à essayer d'approcher cette loi de commande inconnue.

Remarque 2 : La fonction continue $\tanh(\cdot)$ est utilisée dans (7) afin de doter la loi de commande adaptative qui sera proposée ultérieurement d'une certaine robustesse.

III. COMMANDE PID ADAPTATIVE

Dans cette section, un contrôleur PID adaptatif sera utilisé pour approcher au mieux la commande idéale inconnue (7). Les trois gains de ce contrôleur PID, i.e., le gain K_p , K_i et K_d seront considérés ici comme les paramètres réglables. Pour ce faire, un mécanisme d'adaptation sera développé pour minimiser un critère quadratique de l'erreur entre la commande idéale inconnue u^* et la commande fournie u_{pid} , issue du contrôleur PID.

A. La loi de commande

La loi de commande idéale (7) est alors approchée par une commande PID de la forme

$$u = u_{pid} = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (11)$$

ou bien

$$u = \Pi^T(e)\theta \quad (12)$$

avec $\Pi(e) = \left[e(t), \int_0^t e(\tau) d\tau, \frac{de(t)}{dt} \right]^T$, θ et le vecteur des paramètres ajustés durant la commande, qui est défini par $\theta = [K_p, K_i, K_d]^T$ et e est l'erreur de poursuite.

La loi de commande étant choisie, il nous reste alors à déterminer la loi de mise à jour des paramètres réglables θ .

B. La loi d'adaptation paramétrique

Nous supposons que les valeurs optimales recherchées θ^* des paramètres θ vérifient

$$u^* = \Pi^T(e)\theta^* \quad (13)$$

On suppose donc que la commande idéale (7) peut être reconstruite avec une précision arbitrairement petite par la commande PID (12). A partir des équations (7), (12) et (13), l'équation (6) peut être écrite sous la forme

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s/\varepsilon) + g(x)(u^* - u) \quad (14)$$

ou, encore

$$\dot{s} = -\alpha s - \beta \tanh(s/\varepsilon) + g(x)\Pi^T(e)\tilde{\theta} \quad (15)$$

avec $\tilde{\theta} = \theta^* - \theta$

Puisque notre but est d'approcher la loi de commande idéale (7) par la commande PID (12), la loi de mise à jour des paramètres θ est à sélectionner pour minimiser l'erreur à l'entrée du système e_u définie par

$$e_u = u^* - u = u^* - u_{pid} = \Pi^T(e)\tilde{\theta} \quad (16)$$

et pour garantir également la bornitude de l'erreur paramétrique $\tilde{\theta}$. Cependant, du fait que u^* est inconnue dans (16), l'erreur e_u ne peut être déterminée. Néanmoins, à partir de (14) on peut écrire

$$g(x)e_u = \dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s/\varepsilon) \quad (17)$$

cette équation montre bien que même si l'erreur e_u n'est pas disponible, la quantité $g(x)e_u$ est mesurable. Ce fait sera exploité pour le choix de la loi d'adaptation paramétrique.

Considérons la fonction de coût quadratique

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e_u^2 = \frac{1}{2} (u^* - \Pi^T(e)\theta)^2 \quad (18)$$

une méthode de type gradient est alors utilisée pour minimiser le critère (18). La loi de mise à jour proposée pour les paramètres θ est de la forme

$$\dot{\theta} = -\eta g(x) \nabla J(\theta) \quad (19)$$

avec $\eta > 0$. De (18), il vient

$$\nabla J(\theta) = -\Pi(e)e_u \quad (20)$$

et par conséquent, (19) devient

$$\dot{\theta} = \eta \Pi(e) g(x) e_u \quad (21)$$

a partir de (17), la loi d'adaptation des paramètres θ est donnée par

$$\dot{\theta} = \eta \Pi(e) \{ \dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s/\varepsilon) \} \quad (22)$$

Pour montrer que cette loi d'adaptation garantit la bornitude de l'erreur paramétrique $\tilde{\theta}$, on considère la fonction suivante

$$V_\theta = \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (23)$$

dont la dérivée temporelle est

$$\dot{V}_\theta = \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} \quad (24)$$

en utilisant le fait que $\dot{\tilde{\theta}} = -\dot{\theta}$, (24) devient

$$\dot{V}_\theta = -\eta g(x) e_u^2 \quad (25)$$

du fait que la fonction $g(x)$ est supposée positive, on peut alors déduire de (23) et (25) que $\tilde{\theta} \in L_\infty$, i.e. $\|\tilde{\theta}\|_\infty = \sup_{t \geq 0} \|\tilde{\theta}(t)\| < \infty$.

Remarque 3 : Il est à noter que dans la loi d'adaptation (22) \dot{s} n'est pas disponible à cause des incertitudes du système. Dans ce papier, \dot{s} est approchée par

$$\dot{s}(t) \approx \frac{s(t) - s(t - \delta_t)}{\delta_t}$$

où δ_t est un temps.

C. Convergence de l'erreur de poursuite

Pour étudier la convergence de l'erreur de poursuite ainsi que la stabilité de la boucle fermée, nous considérons la fonction candidate suivante

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\eta} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} \quad (26)$$

par dérivation et en supposant que $\dot{\theta}^* \approx 0$, on obtient

$$\dot{V} = s\dot{s} - \frac{1}{\eta} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} \quad (27)$$

en utilisant les équations (14) et (22), l'équation (27) s'écrit

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\alpha s^2 - \beta s \tanh(s/\varepsilon) + sg(\mathbf{x})e_u \\ & - \tilde{\theta}^T \Pi(\dot{s} + \alpha s + \beta \tanh(s/\varepsilon)) \end{aligned} \quad (28)$$

par substitution de (16) et (17) dans (28), on obtient

$$\dot{V} = -\alpha s^2 + sg(\mathbf{x})e_u - \beta s \tanh(s/\varepsilon) - g(\mathbf{x})e_u^2 \quad (29)$$

en utilisant l'inégalité

$$g(\mathbf{x})|se_u| \leq g(\mathbf{x}) \left(\frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2}e_u^2 \right) \quad (30)$$

et comme $s \tanh(s/\varepsilon) \geq 0$, l'équation (29) peut être bornée par

$$\dot{V} \leq -\left(\alpha - \frac{g(\mathbf{x})}{2} \right) s^2 - \frac{1}{2} g(\mathbf{x}) e_u^2 \quad (31)$$

Si on suppose que α est choisi tel que $\alpha \geq \frac{\bar{g}}{2}$, alors on en déduit la bornitude de $\tilde{\theta}$ et la convergence vers zéros de $s(t)$ et par conséquent la convergence de l'erreur de poursuite $e(t)$ vers zéros quand $t \rightarrow \infty$.

IV. RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider l'approche de commande PID adaptative proposée, nous considérons le problème de commande en poursuite d'un pendule inversé (Fig. 1). Le modèle dynamique de ce dernier est donné par [5], [8], [12].

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u + d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (32)$$

avec

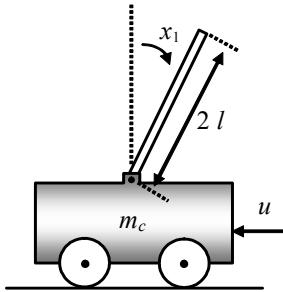


Fig. 1. Système pendule inversé utilisé en simulation.

$$f(\mathbf{x}) = \frac{g \sin x_1 - \bar{m} m_p \ell x_2^2 \cos x_1 \sin x_1}{\ell(4/3 - \bar{m} m_p \cos^2 x_1)} \quad (33)$$

$$g(\mathbf{x}) = \frac{\bar{m} \cos x_1}{\ell(4/3 - \bar{m} m_p \cos^2 x_1)} \quad (34)$$

avec $\bar{m} = 1/(m_p + m_c)$, x_1 est la position angulaire du pendule et x_2 sa vitesse angulaire. Dans cet exemple, les valeurs suivantes sont utilisées : $g = 9,8 m/s^2$, $m_c = 1 kg$, $m_p = 0,1 kg$, $\ell = 0,5 m$, et d est une perturbation externe donnée par $d = 0,5 \sin(2t) e^{-0,1t}$. Notre objectif est de forcer la sortie du système de suivre la trajectoire : $y_d(t) = 0,5 \sin(t)$.

La commande PID (12) avec la loi d'adaptation (22) sont appliquées au pendule inversé. Les conditions initiales choisies sont : $x_1(0) = 0,2$; $x_2(0) = 0$; $\theta(0) = 0$. Les paramètres de synthèse sont choisis comme suit : $\lambda = 5$; $\alpha = 3$; $\beta = 5$; $\varepsilon = 0,01$; $\eta = 20$.

Les résultats de simulation de $y = x_1$ et $\dot{y} = x_2$ sont donnés respectivement dans les figures 2 et 3. Le signal de commande $u(t)$ et l'erreur filtrée $s(t)$ sont montrés dans les figures 4 et 5. La figure. 6 montre l'évolution de la norme des paramètres ajustés $\|\theta(t)\|$. Les gains de commande K_p , K_i et K_d , sont montrés respectivement dans les figures 7, 8 et 9. On remarque que les trajectoires réelles convergent vers les trajectoires désirées, et que le signal de commande et les paramètres estimés sont bornés.

V. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons proposé un schéma de commande PID adaptative pour les systèmes non linéaires monovariabiles affines en la commande. Le schéma est composé d'une loi de commande PID avec sa loi d'adaptation. Dans ce schéma, un contrôleur PID est utilisé pour approcher en ligne une commande idéale inconnue, et la loi de mise à jour des paramètres réglables du contrôleur PID est sélectionnée afin de minimiser l'erreur à l'entrée du système, i.e. pour minimiser une fonction quadratique de l'erreur entre la commande idéale inconnue et la sortie du contrôleur PID qui représente le signal de commande. Cette approche n'exige pas la connaissance du modèle dynamique du système et garantit la bornitude de tous les signaux de la boucle fermée et la convergence vers zéro de l'erreur de poursuite. Les résultats de la simulation effectuée sur un pendule inversé permettent d'illustrer l'analyse théorique.

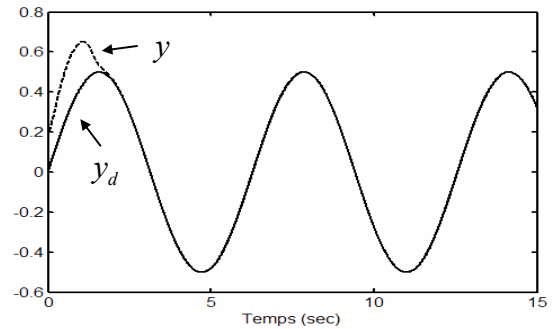


Fig. 2. Sortie du système y , sortie désirée y_d .

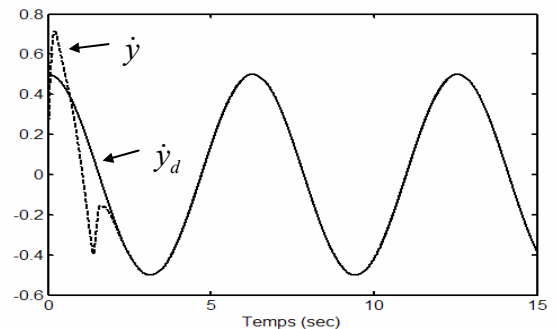


Fig. 3. Evolution temporelle de \dot{y} et \dot{y}_d

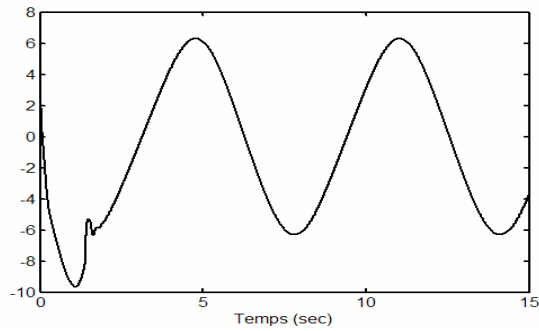


Fig. 4. Signal de commande u appliquée au système.

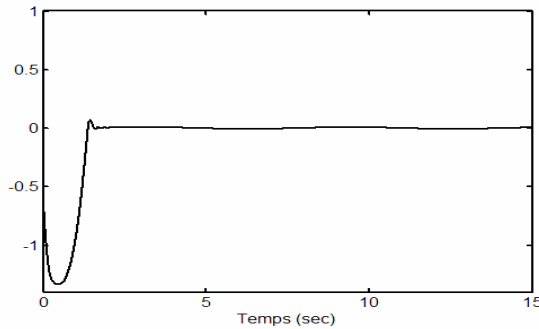


Fig. 5. Erreur filtrée s .

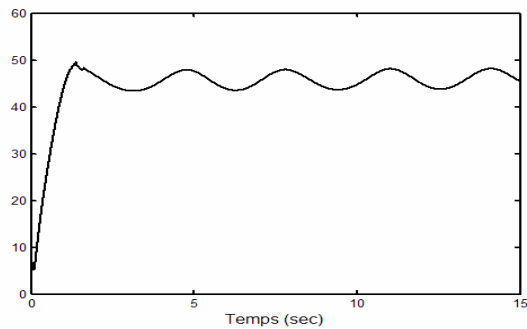


Fig. 6. Norme $\|\theta(t)\|$.

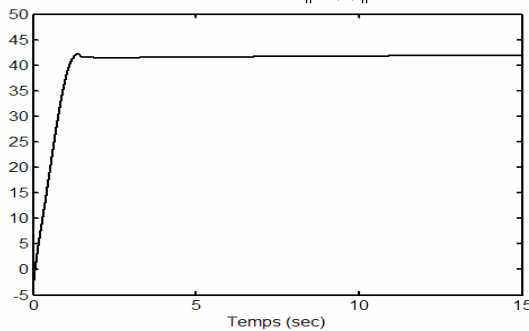


Fig. 7. Gain proportionnel K_p

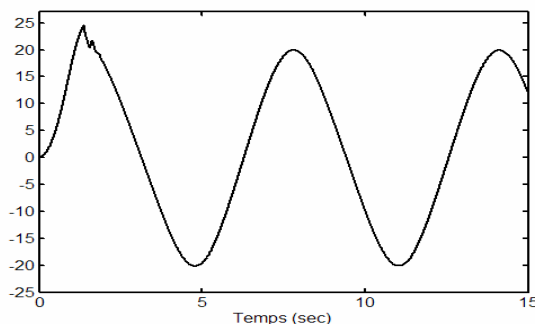


Fig. 8. Gain d'intégration K_i

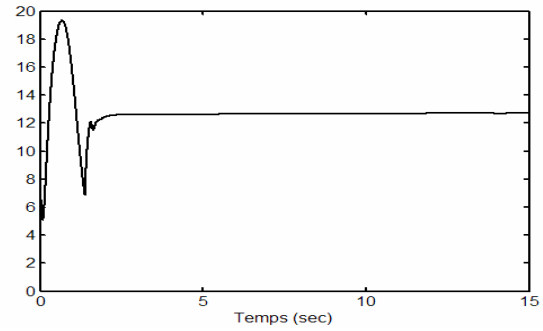


Fig. 9. Gain de dérivation K_d

REFERENCES

- [1] J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [2] A. Isidori, *Nonlinear control systems*. 2nd Ed. Springer Verlag, Berlin, Germany, 1989.
- [3] P. A. Ioannou and J. Sun, *Robust adaptive control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.
- [4] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic, *Nonlinear and adaptive control design*. New York: Wiley Interscience, 1995.
- [5] L. X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and stability analysis*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [6] J. T. Spooner and K. M. Passino, "Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 4, no. 3, pp. 339-359, 1996.
- [7] R. Boukezzoula, S. Galichet, and L. Foulloy, "Apprentissage de lois de commande floues pour les systèmes non linéaires (synthèse directe et indirecte), in *Conf. LFA'98*, Rennes, 1998, pp. 19-27.
- [8] Y. C. Chang, "Adaptive fuzzy-based tracking control for nonlinear SISO systems via VSS and H_∞ approaches," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 9, no. 2, pp. 278-292, Apr 2001.
- [9] S. Labiod, M. S. Boucherit, and T. M. Guerra, "Commande adaptative floue d'une classe de systèmes non linéaires monovariables," in *Conf. LFA'03*, Tours, 2003, pp. 169-176.
- [10] S. H. Tong, Q. Li, and T. Chai, "Fuzzy adaptive control of a class of nonlinear systems," *Fuzzy sets and Systems*, vol.101, no. 1, pp. 31-39, 1999.
- [11] V. Gazi and K. M. Passino, "Direct adaptive control using dynamic structure fuzzy systems," in *Proc. ACC*, Illinois, June 2000, pp. 1954-1958.
- [12] S. Labiod and M. S. Boucherit, "Direct stable fuzzy adaptive control of a class of SISO nonlinear systems," *Archives of Contr. Sci.*, vol. 13, no. 1, pp. 95-110, 2003.
- [13] Y. Tang, N. Zhang, and Y. Li, "Stable fuzzy adaptive control for a class of nonlinear systems," *Fuzzy sets and Systems*, vol. 104, no. 22, pp. 279-288, 1999.
- [14] K.J. Astrom and B. Wittenmark, *Adaptive control*. Addison-Wesley, New York, 1995.
- [15] W.D. Chang, R.C. Hwang, and J.G. Hsieh, "A self-tuning PID control for a class of nonlinear systems based on the Lyapunov approach," *J. of Process Contr.*, vol. 12, no. 2, pp. 233-242, 2002.
- [16] M. Feki, "An adaptive feedback control of linearizable chaotic systems," *Chaos, Solitons and Fractals*, vol. 15, no.5, pp. 883-890, 2003.
- [17] E.M. Jafarov, M.N.A. Parlakç1, and Y. I Stefanopoulos, "A new variable structure PID-controller design for robot manipulators," *IEEE. Trans. On Contr. Syst. Tech.*, vol. 13, no. 1, pp. 122-130, 2005.