



کنترل سیستم الکتروهیدرولیک تک محوره با کنترل کننده مد لغزشی ارتقاء یافته توسط جبران سازه های فازی موازی

سعید برغندان¹، محمدعلی بادامچی زاده^{2*}، محمدرضا جاهد مطلق³

1- دانشجوی دکتری، مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات، تهران

2- استاد، مهندسی برق، دانشگاه تبریز، تبریز

3- دانشیار، مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران

* تبریز، صندوق پستی 5156753389، mbadamchi@tabrizu.ac.ir

چکیده

اطلاعات مقاله

مقاله پژوهشی کامل

دریافت: 08 دی 1395

پذیرش: 18 بهمن 1395

ارائه در سایت: 04 اسفند 1395

کلید واژگان:

کنترل مد لغزشی

جبران سازه های فازی

سیستم فازی موازی

قانون تطبیق

سیستم الکتروهیدرولیک

تکنیک کنترل مد لغزشی یکی از شناخته شده ترین روش های کنترل غیرخطی می باشد. این روش مزایایی نظیر مقاومت در برابر نامعینی ها دارد. اما پدیده وزوز عمل کرد سیستم حلقه بسته را محدود می کند. برای افزایش کارایی آن از جبران سازه های موازی در کنار این روش استفاده می کنند. بردار وزن های جبران سازه های موازی با استفاده از قوانین تطبیقی بروزرسانی می شوند. نرخ تطبیق همانند یک ضریب کنترلی عمل می کند فلذا هرچه بزرگ تر انتخاب گردد سرعت تطبیق بردار وزن ها افزایش یافته و در نتیجه عمل کرد سیستم حلقه بسته بهبود می یابد. اما در نتیجه آن، امکان ناپایداری سیستم حلقه بسته هم افزایش می یابد. در این مقاله پیشنهاد شده که از یک سیستم فازی موازی در کنار سیستم فازی اصلی استفاده شود و بدین طریق، نحوه تطبیق بردار وزن های سیستم فازی اصلی کنترل گردد. علاوه بر این مدل غیرخطی یک سیستم الکتروهیدرولیکی به عنوان مثال موردی معرفی شده است. در انتها طی شبیه سازی های عددی عمل کرد سیستم حلقه بسته و کارایی روش های پیشنهادی بررسی شده است.

Single-rod electro-hydraulic servo system control with sliding mode controller improved by parallel fuzzy compensators

Saeed Barghandan¹, Mohammad Ali Badamchizadeh^{2*}, Mohammad Reza Jahed-Motlagh³

1- Faculty of Engineering, Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Tabriz, Tabriz, Iran

3- Computer Engineering Department, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran

* P.O.B. 5156753389, Tabriz, Iran mbadamchi@tabrizu.ac.ir

ARTICLE INFORMATION

Original Research Paper

Received 28 December 2016

Accepted 06 February 2017

Available Online 22 February 2017

Keywords:

Sliding mode control

Fuzzy compensator

Parallel fuzzy system

Adaptation rule

Electro-hydraulic system

ABSTRACT

Sliding mode control technique is one of the well-recognized non-linear control methods. This method has an advantage like robustness against uncertainties. However, the performance of closed loop system is constrained by chattering phenomenon. To increase its efficiency, a fuzzy compensator is used along with this method. The fuzzy compensator weights are updated by using adaptive rules. The adaptation rate acts as a controlling coefficient. Therefore, the bigger amount of it increases the adaptation speed of weights which leads to the improvement of closed loop system performance. As a result, the probability of instability of closed loop system increases, too. In this study, it has been proposed to use a parallel fuzzy system along with the main fuzzy system in order to control the adaptation of its weights. Moreover, a non-linear model of the electro-hydraulic system has been introduced as a case study. Finally, the performance of closed loop system and the efficiency of the proposed methods have been investigated by using numerical simulations.

1- مقدمه

سیستم تعلیق هیدرولیکی، سیستم های انتقال قدرت مکانیکی و صنایع هوافضا بسیار مورد توجه قرار گرفته اند [1-3]. قابلیت اطمینان، مصرف انرژی پایین، کنترل پذیری دقیق، بالا بودن قدرت و پاسخ دهی سریع آن ها دلیل گرایش روز افزون به این گونه سیستم ها می باشد.

سیستم های الکتروهیدرولیک همانند بسیاری از سیستم های مکانیکی دارای رفتار غیرخطی و نامعینی هستند (نظیر: عمل گر غیرخطی هیدرولیک،

به تحقیق، برای حرکت بازوهای ربات های صنعتی قدرت خیلی زیادی لازم است. محرک های هیدرولیکی نسبت به سایر انواع محرک ها دارای مزایای متعددی می باشند، از آن جمله: توانایی ایجاد گشتاور و نیروی مکانیکی زیاد. از این رو، امروزه سیستم های الکتروهیدرولیک در کاربردهای صنعتی متعددی نظیر کنترل ربات های صنعتی، ماشین آلات صنعتی، صنایع خودروسازی،

Please cite this article using:

برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

S. Barghandan, M. A. Badamchizadeh, M. R. Jahed-Motlagh, Single-rod electro-hydraulic servo system control with sliding mode controller improved by parallel fuzzy compensators, Modares Mechanical Engineering, Vol. 17, No. 2, pp. 377-384, 2017 (in Persian)

بیان گر حجم محفظه i -ام، A_i مساحت محفظه (پیستون i -ام)، β_e ضریب حجمی، C_{tm} ضریب نشت داخلی، C_{em1} ضریب نشت خارجی، P_i فشار سیلندره‌های اول و دوم، و Q_i نرخ دبی ورودی یا خروجی از سیلندره‌های اول و دوم هستند. مقادیر کلیه پارامترها در مرجع [18] ارائه شده‌اند. در روابط (2) و (3) عبارات Q_1 و Q_2 با معادلات زیر قابل بیان هستند:

$$\Delta P_1 = \begin{cases} P_s - P_1 & x_v \geq 0 \\ P_1 - P_r & x_v < 0 \end{cases} \quad Q_1 = k_q x_v \sqrt{\Delta P_1} \quad (4)$$

$$\Delta P_2 = \begin{cases} P_2 - P_r & x_v \geq 0 \\ P_s - P_2 & x_v < 0 \end{cases} \quad Q_2 = k_q x_v \sqrt{\Delta P_2} \quad (5)$$

که در آن x_v جابجایی دریچه شیر برقی یا همان سیگنال کنترل u ، P_s فشار منبع مایع هیدرولیک، P_r فشار مخزن نگهداری مایع هیدرولیک برگشتی از سیستم و k_q ضریب تقویت شیر برقی می‌باشند. اگر متغیرهای جدید Q و P به صورت $Q = Q_1 + Q_2 = k_q (\sqrt{\Delta P_1} + \sqrt{\Delta P_2}) u$ و $P = P_1 - P_2$ تعریف گردند و فرض کنیم که $C_{em1} = C_{em2} = C_{em}$ و نیز $V_{h1} = V_{h2} = V_h$ از (2)، روابط (1) الی (3) با کمی ساده سازی به صورت زیر قابل نمایش هستند:

$$\ddot{x}_L = -\frac{b}{m} \dot{x}_L + \frac{A}{m} P + d \quad (6)$$

$$\dot{P} = -2 \frac{\beta_e C_{tm}}{V_h} P - \frac{A x_L}{V_h} (\dot{P}_1 + \dot{P}_2) + \frac{\beta_e k_q}{V_h} (\sqrt{\Delta P_1} + \sqrt{\Delta P_2}) u \quad (7)$$

با کمی اغماض ثابت زمانی رابطه (7) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\frac{1}{\tau} = 2 \frac{\beta_e C_{tm}}{V_h} \quad (8)$$

با توجه به معادلات (7) و (8) می‌توان با کمی اغماض رابطه بین اختلاف فشار سیلندرها و سیگنال کنترل را به صورت زیر در نظر گرفت:

$$P = \alpha u \quad (9)$$

که در آن $\alpha = 3 \times 10^{-8}$ است. حالا رابطه (6) به صورت زیر قابل بازنویسی می‌باشد:

$$\ddot{x}_L = -\frac{b}{m} \dot{x}_L + \frac{A}{m} \alpha u + f \quad (10)$$

که در آن f بیان گر کلیه نامعینی‌ها، غیرخطی‌گری‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی می‌باشد. با توجه به رابطه (7) قوام کنترل کننده از اهمیت بسیار زیادی برخوردار است چون غیرخطی‌گری‌های زیادی در فرآیند طراحی کنترل کننده نادیده گرفته شده‌اند.

3- کنترل کننده‌های پیشنهادی

دیگرام بلوکی سیستم کنترل این سیستم الکتروهیدرولیک در "شکل 1" نشان داده شده است. مطابق شکل، در این سیستم حلقه بسته، مکانیزم کنترلی دارای یک سیستم دو حالت است. زمانی که لازم است ارباب به سمت چپ حرکت کند سیلندر دوم پر و سیلندر اول تخلیه می‌شود و برعکس زمانی که لازم است ارباب به سمت راست حرکت کند سیلندر اول پر و سیلندر دوم تخلیه می‌شود.

در این مقاله، دو نوع کنترل کننده مورد بررسی واقع شده و طی شبیه سازی کارآیی هر یک از آن‌ها بررسی و با هم مقایسه شده است. اولین کنترل کننده مبتنی بر تکنیک مدلفزشی بوده و مجهز به یک جبران ساز فازی است¹ و دومین تکنیک هم از یک جبران ساز فازی موازی بهره جسته است².

3-1- کنترل کننده مدلفزشی با جبران ساز فازی تطبیقی

با توجه به تکنیک طراحی کنترل کننده مدلفزشی، با تعریف سیگنال خطا

نامعینی‌های ناشی از تراکم پذیری، نشتی‌های داخلی و خارجی، اشباع سیگنال‌ها، و اصطکاک چسبندگی، این گونه عوامل عمل کرد سیستم‌های الکتروهیدرولیکی را تحت تاثیر قرار می‌دهند. از این رو تئوری‌های کنترلی متعددی روی این سیستم‌ها پیاده شده است [4-10]. اما کنترل کننده‌های غیرخطی مبتنی بر تکنیک مدلفزشی، به خاطر غیرخطی بودن سیستم‌های الکتروهیدرولیکی، و نیز وجود نامعینی‌های مدل نشده و اغتشاشات خارجی، برای آنها پیشنهاد مناسبی به نظر می‌رسند [11-13]. ولی به خاطر عدم سازگاری با دینامیک‌های سیستم تحت کنترل و نیز ظهور پدیده وزوز، عملکرد سیستم حلقه بسته محدود می‌شود [14]. برای افزایش کارآیی و بهبود عمل کرد سیستم حلقه بسته روش‌های متعددی پیشنهاد شده که یکی از آنها استفاده از جبران ساز تطبیقی فازی در کنار این روش می‌باشد. بکارگیری سیستم‌های فازی مزایای زیادی دارد [15-17]. بردار وزن‌های این جبران ساز فازی با استفاده از قوانین تطبیقی بروز رسانی می‌شود.

در سیستم‌های تطبیقی نرخ تطبیق همانند یک ضریب کنترلی عمل می‌کند بنابراین هرچه بزرگتر انتخاب گردد سرعت تطبیق بردار وزن‌های جبران ساز فازی افزایش می‌یابد و در نتیجه عمل کرد سیستم حلقه بسته نیز بهبود می‌یابد. اما در اثر افزایش سرعت تطبیق، امکان افزایش ناگهانی بردار وزن‌های سیستم فازی و در نتیجه ناپایداری سیستم حلقه بسته افزایش می‌یابد. برای تضمین پایداری سیستم حلقه بسته، در این مقاله پیشنهاد می‌شود که از یک سیستم فازی مشابه سیستم فازی اصلی و به صورت موازی با آن استفاده گردد تا نحوه تطبیق بردار وزن‌های آن کنترل شود.

در ادامه، چون سیستم‌های الکتروهیدرولیک در بسیاری از ربات‌ها و سیستم‌های صنعتی نقش برجسته‌ای دارند، در بخش دوم این مقاله مدل غیرخطی یک سیستم الکتروهیدرولیک تک محوره به عنوان مثال موردی معرفی شده است. پس از معرفی کنترل کننده‌های مدنظر در بخش سوم مقاله، در بخش چهارم آن، شبیه سازی سیستم تحت کنترل به همراه کنترل کننده‌های پیشنهادی ارائه و در نهایت نتایج بررسی شده است.

2- سیستم الکتروهیدرولیک

"شکل 1" شمای کلی یک سیستم الکتروهیدرولیک تک محوره را نشان می‌دهد. این سیستم یک محرک غیرخطی است [18].

هدف این مقاله، کنترل موقعیت یک ارباب به جرم $m = 100 \text{ kg}$ است که به یک محرک الکتروهیدرولیکی تک محوره غیرخطی متصل است. این سیستم الکتروهیدرولیک غیرخطی به صورت زیر قابل مدل سازی است:

$$m \ddot{x}_L = P_1 A_1 - P_2 A_2 - b \dot{x}_L + d \quad (1)$$

$$\frac{V_1}{\beta_e} \dot{P}_1 = -A_1 \dot{x}_L - C_{tm} (P_1 - P_2) - C_{em1} (P_1 - P_r) + Q_1 \quad (2)$$

$$\frac{V_2}{\beta_e} \dot{P}_2 = A_2 \dot{x}_L + C_{tm} (P_1 - P_2) - C_{em2} (P_2 - P_r) - Q_2 \quad (3)$$

در روابط (1) الی (3) پارامتر b ضریب میرایی، $i = 1, 2$ ، $V_i = V_{hi} \pm A_i x_L$ ، $i = 1, 2$ ، $x_L = 0$ وقتی که $x_L = 0$ است، V_{hi} حجم قابل کنترل سیلندر اول و دوم است، وقتی که $x_L = 0$ است، V_{hi}

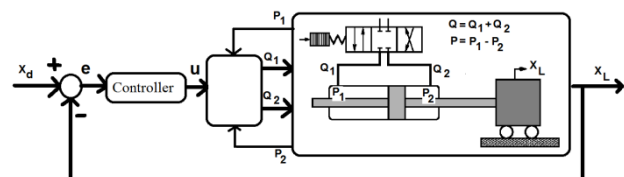


Fig.1 Electro-hydraulic system in control loop

شکل 1 سیستم الکتروهیدرولیک در حلقه کنترل

¹ Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller (AFSMC)

² Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller with Parallel fuzzy system (AFSMC-P)

مهندسی مکانیک مدرس، اردیبهشت 1396، دوره 17، شماره 2

نمایش داده شده است. حلقه کنترل توسط یک کنترل کننده مدلغزشی بسته می شود. سطح لغزش و مشتق آن، به سیستم فازی اصلی ارسال می شود. در سیستم فازی اصلی، ابتدا سطح لغزش و مشتق آن، فازی سازی شده و سپس بردار Φ محاسبه می گردد. در انتها مقدار عبارت $\hat{C}^T \Phi$ محاسبه شده و از مقدار سیگنال کنترل تولیدی توسط کنترل کننده مدلغزشی کاسته می شود. در نهایت سیگنال کنترلی $u(t)$ برای اعمال به سیستم تحت کنترل، توسط رابطه (14) محاسبه می گردد. در هر بار نمونه برداری، قانون تطبیق، بردار وزن های $\hat{C}$ را به روزرسانی می کند.

3-2- کنترل کننده مدلغزشی با جبران سازهای فازی تطبیقی موازی

در فرآیند طراحی کنترل کننده AFSMC، از تقریب بخش نامعین سیستم و برای جبران خطای این تقریب، از یک جبران ساز فازی استفاده شد. اما روش سنتی کنترل تطبیقی مطرح شده در قضیه 1، به منظور به روزرسانی مقاوم پارامترها کافی نیست. مثلاً اگر به منظور افزودن سرعت پاسخ دهی سیستم حلقه بسته، مقدار نرخ تطبیق بزرگ اختیار شود، واضح است که فرآیند تطبیق مقاوم نبوده و امکان دارد ناپایدار شده و در نتیجه بردار وزن های توابع عضویت بخش تالی سیستم فازی دارای تغییرات شدیدی شده و حتی به مقادیر بسیار بزرگ سوق داده شوند و در نهایت سیستم حلقه بسته ناپایدار شود.

فلذا پیشنهاد می شود برای مقاوم سازی فرآیند تطبیق و مقابله با افزایش شدید و ناخواسته بردار وزن های سیستم فازی اصلی، یک سیستم فازی موازی مشابه، در کنار آن قرار داده شود. سپس سرعت و دامنه تغییرات وزن های آن کنترل گردد و در نهایت با بهره گیری از توابع لیاپانوف مناسب، پایداری سیستم حلقه بسته تضمین شود. در این تکنیک بردار وزن های بخش تالی سیستم فازی اصلی (C^k ها) وادار خواهند شد که از بردار وزن های بخش تالی سیستم فازی موازی (P^k ها) تبعیت کنند.

به منظور ایجاد قوانین تطبیق برای این سیستم های فازی اصلی و موازی، خطای خروجی آن ها را به صورت $\epsilon = \hat{C}^T \Phi - \hat{P}^T \Phi$ تعریف کرده و قوانین تطبیق اصلاح شده را برای بردار وزن های این دو سیستم فازی به صورت روابط (16) و (17) در نظر بگیرید.

$$\dot{\hat{C}} = \begin{cases} \beta(s\Phi - \Phi\alpha\epsilon + \zeta_1(\hat{P} - \hat{C})) - \rho|\hat{C}| & \|\epsilon\| > \delta \\ \beta(s\Phi + \zeta_2(\hat{P} - \hat{C})) - \rho|\hat{C}| & \|\epsilon\| < \delta \end{cases} \quad (16)$$

$$\dot{\hat{P}} = \begin{cases} \sigma(\Phi\alpha\epsilon + \zeta_4(\hat{P} - \hat{P}) - \zeta_3\hat{P}) & \|\epsilon\| > \delta \\ \sigma(\zeta_4(\hat{P} - \hat{P}) - \zeta_3\hat{P}) & \|\epsilon\| < \delta \end{cases} \quad (17)$$

قضیه 2: اگر روابط (16) و (17) به عنوان قانون تطبیق برای بردار وزن های $\hat{C}$ و $\hat{P}$ انتخاب شوند، آن گاه سیستم (10) با فرض سطح لغزش $s = \dot{e} + \lambda e$ و قانون کنترل (14) و با تعریف:

$$\begin{aligned} R &= \|C\| \left[\frac{\rho}{\beta} |s| - 2\zeta_4 + \zeta_3 \right] \\ N &= |s| \{-\eta + f_e^{\max} + h_{\max} u_{\max}\} - \frac{\rho}{\beta} |s| \|\hat{C}\|^2 - \alpha \|\epsilon\|^2 \end{aligned}$$

و در صورت برقراری شروط زیر پایدار می شود:

$$\begin{aligned} &|\tilde{f} - C^T \Phi| < f_e^{\max} \\ &\eta > f_e^{\max} + h_{\max} u_{\max} \\ &\|R\|^2 > 4\lambda_{\min}(Q)|N| \\ &W = \|\tilde{C} \quad \tilde{P}\|^T < \frac{\|R\| - \sqrt{\|R\|^2 + 4\lambda_{\min}(Q)N}}{2\lambda_{\min}(Q)} \end{aligned}$$

اثبات: برای مشاهده اثبات قضیه 2 به پیوست (3) مراجعه کنید.

$(e = x_L - x_r)$ و متغیر لغزش $(s = \dot{e} + \lambda e)$ و سپس با مشتق گیری از آن $(\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e})$ و با برقراری شرط لغزش خواهیم داشت:

$$0 = \ddot{x}_L - \ddot{x}_r + \lambda \dot{e} \quad (11)$$

حال با جایگذاری رابطه (10) در آن:

$$0 = -\frac{b}{m} \ddot{x}_L + \frac{A\alpha}{m} u + f - \ddot{x}_r + \lambda \dot{e} \quad (12)$$

و با فرض $h_m = \frac{A\alpha}{m} > 0$ و سپس با ساده سازی آن، سیگنال کنترل به صورت زیر به دست می آید:

$$u(t) = \frac{1}{h_m} \left(\frac{b}{m} \ddot{x}_L - f + \ddot{x}_r - \lambda \dot{e} + \eta \text{sign}(s) \right) \quad (13)$$

ثابت $\eta > 0$ یک پارامتر طراحی برای تضمین مقاوم بودن کنترل کننده مدلغزشی می باشد. چون مقدار $h_m > 0$ می باشد، هیچ نگرانی از عدم همگرایی سیگنال کنترل نخواهیم داشت. پیشنهاد می شود که مقدار تابع نامعلوم f را تقریب زده و برای جبران خطای این تقریب از یک جبران ساز تطبیقی فازی از نوع سوچنو مرتبه صفر $C^T \Phi$ استفاده کرد (پیوست 1). در ادامه می توان با فرض $|f - \hat{f} - C^T \Phi| < f_e^{\max}$ ، سیگنال کنترل را به صورت زیر نوشت:

$$u(t) = \frac{1}{h_m} \left(\frac{b}{m} \ddot{x}_L - \hat{f} - \hat{C}^T \Phi + \ddot{x}_r - \lambda \dot{e} - \eta \text{sign}(s) \right) \quad (14)$$

که در آن قانون تطبیق برای بردار وزن های $\hat{C}$ به صورت زیر انتخاب می گردد:

$$\dot{\hat{C}} = \beta s \Phi - \rho |s| \hat{C} \quad (15)$$

در رابطه (15) ثابت $\beta > 0$ نرخ تطبیق بوده و $\rho > 0$ نیز پارامتری است که به طراحی کنترل کننده پایدار ساز، توسط تئوری پایداری لیاپانوف کمک می کند.

قضیه 1: اگر رابطه (15) به عنوان قانون تطبیق برای بردار وزن های $\hat{C}$ انتخاب شود، آن گاه سیستم (10) با فرض سطح لغزش $s = \dot{e} + \lambda e$ و قانون کنترل (14) و با تعریف:

$$Y = \frac{\rho}{\beta} (\eta - f_e^{\max} - h_{\max} u_{\max})$$

و در صورت برقراری شروط زیر پایدار می شود:

$$\begin{aligned} &|\tilde{f} - C^T \Phi| < f_e^{\max} \\ &\eta > f_e^{\max} + h_{\max} u_{\max} \\ &\|C\|^2 \geq 4Y > 0 \\ &\|\tilde{C}\| < \frac{\|C\| - \sqrt{\|C\|^2 - 4Y}}{2} \end{aligned}$$

اثبات: برای مشاهده اثبات قضیه 1 به پیوست (2) مراجعه کنید.

در ادامه "شکل 2" ساختار کنترل کننده مدلغزشی با جبران ساز فازی تطبیقی را نشان می دهد.

در "شکل 2" نحوه برقراری ارتباط بین عناصر سیستم حلقه بسته

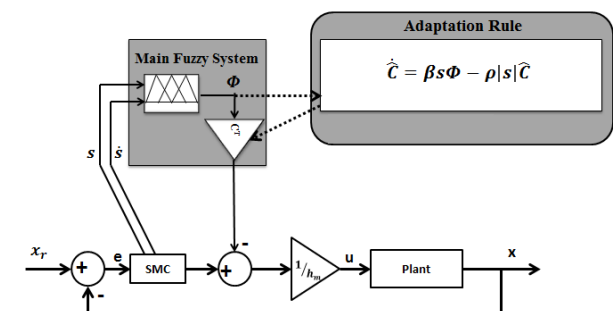


Fig.2 Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller (AFSMC)

شکل 2 کنترل کننده مدلغزشی با جبران ساز فازی تطبیقی

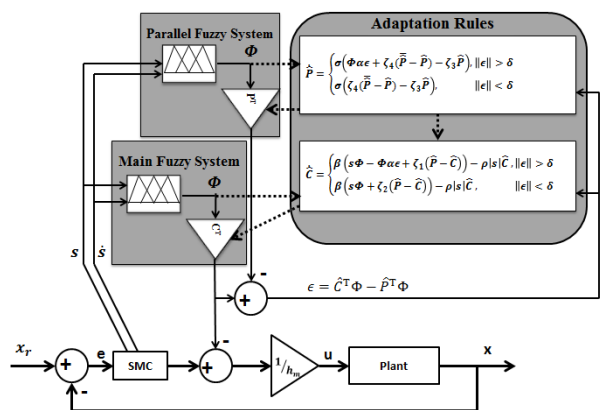


Fig. 3 Adaptive Fuzzy Sliding Mode Controller with Parallel fuzzy system (AFSMC-P)

شکل 3 کنترل کننده مدلغزشی با جبران سازهای فازی تطبیقی موازی

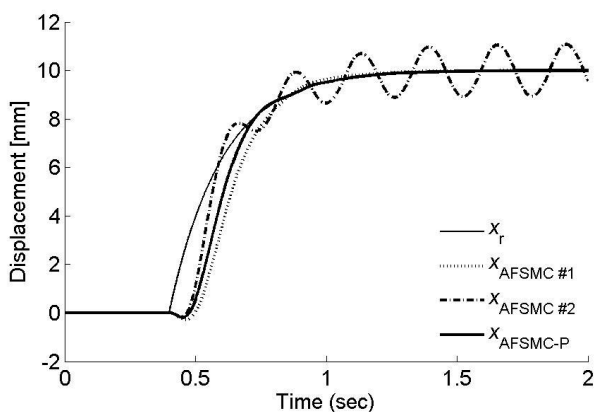


Fig.4 The desired trajectory and displacement of the cart connected to electro- hydraulic system

شکل 4 نمودار مسیر مطلوب و جابجایی ارابه متصل به سیستم الکترو هیدرولیک

شده توسط هر سه کنترل کننده برای مقایسه با هم رسم شده اند.

در این سیستم حلقه بسته، سیگنال خروجی کنترل کننده، وارد بلوکی شده که این بلوک یک سیستم دو حالت است. زمانی که لازم است ارابه به سمت راست حرکت کند سیلندر 1 پُر و سیلندر 2 تخلیه می شود و برعکس زمانی که لازم است ارابه به سمت چپ حرکت کند سیلندر 2 پُر و سیلندر 1 تخلیه می شود. نمودار دبی ورودی به هر یک از سیلندرها که از روی سیگنال کنترل توسط این بلوک محاسبه شده اند، در "شکل های 7 و 8" رسم شده است.

"شکل های 9 و 10" هم تغییرات فشار هر یک از سیلندرها را نشان می دهند. تغییرات دیده شده در نمودار فشار، ناشی از تفاوت در دبی ورودی و خروجی سیلندرها می باشد. با توجه به رابطه (11) و "شکل 1" اختلاف بین این دو فشار یعنی مقدار $P = P_1 - P_2$ باعث جابجایی ارابه می گردد. "شکل 11" نیز نمودار سطوح لغزش ناشی از اعمال هر دو تکنیک

در ادامه "شکل 3" ساختار کنترل کننده مدلغزشی با جبران سازهای فازی تطبیقی موازی را نشان می دهد. در "شکل 3" نحوه برقراری ارتباط بین عناصر سیستم حلقه بسته نمایش داده شده است. در این تکنیک هم، حلقه کنترل توسط یک کنترل کننده مدلغزشی بسته می شود. سطح لغزش و مشتق آن، به هر دو سیستم فازی اصلی و موازی ارسال می شود. در سیستم های فازی اصلی و موازی، ابتدا سطح لغزش و مشتق آن، فازی سازی شده و سپس بردار Φ محاسبه می گردد. در انتها مقدار عبارات $\hat{P}^T \Phi$ و $\hat{C}^T \Phi$ محاسبه می شوند. مقدار خطای آموزش $\epsilon = \hat{C}^T \Phi - \hat{P}^T \Phi$ محاسبه شده و از آن برای ایجاد قوانین تطبیق استفاده می شود. مقدار عبارت $C^T \Phi$ از مقدار سیگنال کنترل تولیدی توسط کنترل کننده مدلغزشی کاسته می شود. در نهایت سیگنال کنترلی $u(t)$ برای اعمال به سیستم تحت کنترل، توسط رابطه (14) محاسبه می گردد. در هر بار نمونه برداری، قوانین تطبیق بردار وزن های $\hat{C}$ و $\hat{P}$ را به روزرسانی می کنند.

4- شبیه سازی

در این مقاله مدل یک سیستم الکترو هیدرولیک تک محوره [18] در نرم افزار مطلب شبیه سازی شده است. در این سیستم تحت کنترل، موقعیت ارابه ی متصل به یک محرک الکترو هیدرولیکی به عنوان خروجی در نظر گرفته شده است. دو کنترل کننده AFSMC و یک کنترل کننده AFSMC-P با ضرایب کنترلی مشخص شده در جدول 1 در حلقه کنترل قرار داده شده اند.

"شکل 4" نمودار مسیر مطلوب و جابجایی ارابه را نشان می دهد. برای افزایش سرعت پاسخ دهی سیستم حلقه بسته، در کنترل کننده AFSMC شماره دو نرخ تطبیق β را 8 برابر بزرگ تر از کنترل کننده AFSMC شماره یک انتخاب کرده ایم. با توجه به نمودارهای رسم شده در "شکل 4"، پاسخ سیستم حلقه بسته نوسانی شده است. اگر بیش از این نرخ تطبیق افزایش داده شود، سیستم حلقه بسته ناپایدار خواهد شد. چرا که با توجه به روابط (14) و (15) مقدار β (نرخ تطبیق) می تواند به عنوان بخشی از بهره کنترل کننده لحاظ گردد. اغلب در حین کنترل یک سیستم، مشتاقیم تا جایی که سیگنال کنترل و رفتار گذرای سیستم حلقه بسته اجازه می دهد، بهره کنترل کننده را افزایش دهیم. از طرفی، افزایش بهره کنترل کننده (β) می تواند روی رفتار سیستم حلقه بسته اثر گذارد. در این جا، افزایش بهره کنترل کننده، زمان برخاست و فراجهش را افزایش داده ولی موجب نوسانی شدن پاسخ سیستم حلقه بسته هم شده است (شکل 4). آشکار است که اگر بهره کنترل کننده (نرخ تطبیق) بیش از این افزوده گردد پاسخ سیستم حلقه بسته ناپایدار خواهد شد. اما با استفاده از تکنیک AFSMC-P با وجود نرخ تطبیق بزرگتر، پاسخ سیستم حلقه بسته بدون آن که نوسانی شود بهتر هم شده است.

در "شکل 5" نیز نمودار خطای ردیابی مسیر مطلوب رسم شده است. با توجه به دامنه و نیز تغییرات این نمودار مشخص است که در اثر کاربرد سیستم فازی موازی در تکنیک AFSMC-P دینامیک خطای ردیابی بسیار بهتر از تکنیک AFSMC می باشد. در "شکل 6" سیگنال کنترل محاسبه

جدول 1 پارامترهای کنترل کننده

Table 1 Controller parameters

پارامتر	λ	η	ρ	β	σ	δ	ζ_1	ζ_2	ζ_3	ζ_4	α
AFSMC #1	100	0.01	80	10	-	-	-	-	-	-	-
AFSMC #2	100	0.01	80	80	-	-	-	-	-	-	-
AFSMC-P	100	0.01	80	β	0.01	0.1	$2 \times \zeta_1$	$2 \times \frac{\zeta_1}{4}$	$2 \times \zeta_3$	2	2

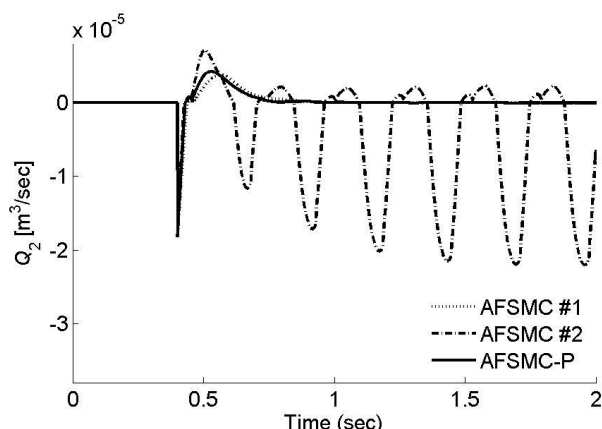


Fig.8 Second cylinder supplied flow

شکل 8 دبی ورودی به سیلندر دوم

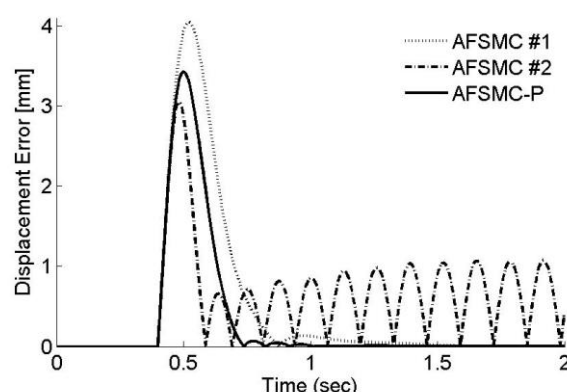


Fig.5 The absolute tracking error of desired trajectory

شکل 5 خطای ردیابی مسیر مطلوب

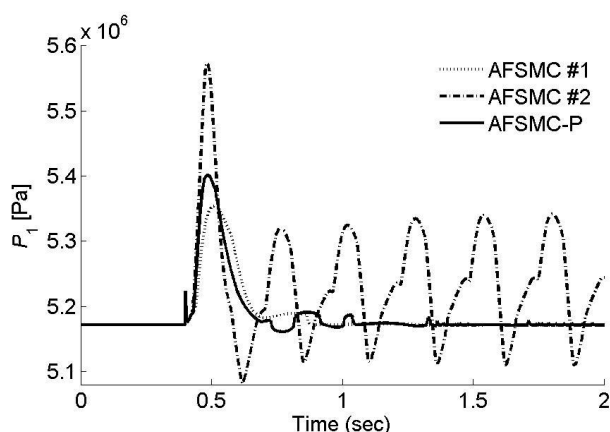


Fig.9 Pressure in first cylinder

شکل 9 فشار در سیلندر اول

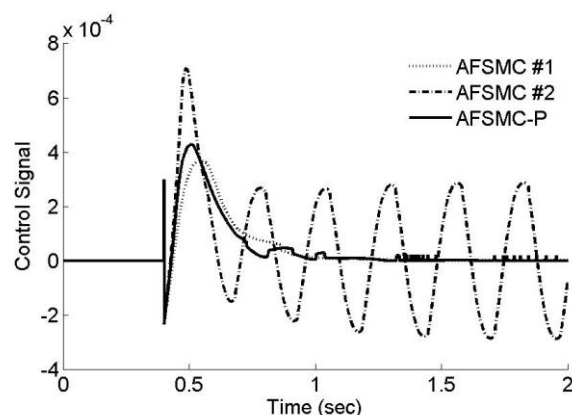


Fig.6 Control signal

شکل 6 سیگنال کنترل

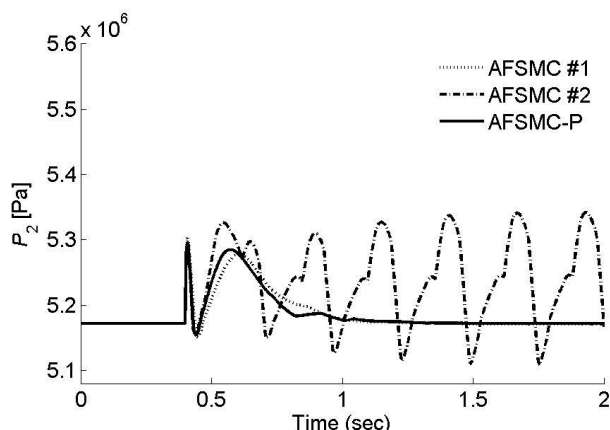


Fig. 10 Pressure in second cylinder

شکل 10 فشار در سیلندر دوم

جلوگیری گشته است.

5- نتیجه گیری

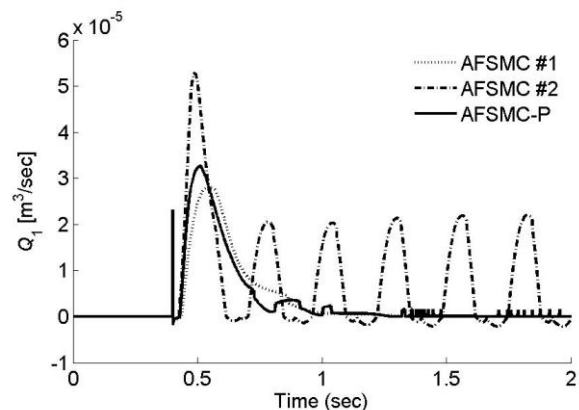
در این مقاله دو تکنیک AFSMC و AFSMC-P مبتنی بر تئوری کنترل مدلغزشی کلاسیک، روی یک سیستم الکتروهیدرولیک اعمال شده‌اند.

کنترلی را نشان می‌دهد. آشکار است که سطح لغزش ناشی از به کارگیری AFSMC-P دینامیک بهتری را از خود نشان داده است.

چون نمایش تک تک عناصر بردار وزن‌های سیستم‌های جبران ساز فازی دشوار است، بنابراین بیشینه قدرمطلق بردار وزن‌های هر سه سیستم جبران ساز فازی محاسبه و در "شکل 12" رسم شده است. آشکار است که در تکنیک AFSMC-P تغییرات بردار وزن‌های سیستم فازی اصلی توسط بردار وزن‌های سیستم فازی موازی کنترل شده و در نتیجه از نوسانات آن

Fig. 7 first cylinder supplied flow

شکل 7 دبی ورودی به سیلندر اول



یک SMC و تغییرات دینامیکی سیستم تحت کنترل استفاده می‌شود. این طرح کنترلی مفهوم مدلغزشی را با قاعده تطبیقی منطق فازی می‌آمیزد. برای برقراری و تنظیم پیوسته قواعد سیستم فازی به منظور پاسخگویی به رفتارهای غیرخطی و متغیر با زمان سیستم تحت کنترل، استراتژی AFSMC توانایی یادگیری برخط دارد. اجزا عمده و اصلی یک کنترل کننده فازی عبارتند از: یک مجموعه از قواعد زبانی کنترل فازی و یک موتور استنتاج برای تفسیر این قواعد. این قواعد فازی بین دانش کنترل زبانی یک فرد خبره و استراتژی‌های کنترل اتوماتیک، رابطه‌ای برقرار می‌کند.

قواعد فازی سوچو مرتبه صفر بکار رفته در این مقاله، به دو قسمت مقدمه و تالی تقسیم می‌شوند که صورت کلی آن‌ها به صورت زیر است:

$$(1-1) \quad \text{اگر } s \text{ برابر } A_i \text{ و } \dot{s} \text{ برابر } B_j \text{ باشد آنگاه } u = C^k \text{ است.} \quad R^k$$

توجه داشته باشید که سیگنال‌های ورودی بین 1 و -1 نرمالیزه شده‌اند. همان طور که از رابطه (1-1) مشخص است دو ورودی برای سیستم فازی، شامل سطح لغزش و مشتق آن خواهند بود. در این مقاله $i = 1, \dots, 7$ و $j = 1, \dots, 7$ است زیرا برای هر کدام از دو ورودی (سطح لغزش و مشتق آن) 7 تابع عضویت مثلی در نظر گرفته شده است. پس در مجموع سیستم فازی 49 قاعده خواهد داشت. بنابراین $m = 49$ و $k = 1, \dots, 49$ می‌باشند. برای کاهش حجم محاسبات، توابع عضویت بخش فازی‌ساز، یعنی A_i ها و B_j ها، مثلی هستند. درجه عضویت s یا $\dot{s}$ در هر یک از آن‌ها از رابطه (2-1) به دست می‌آیند:

$$(2-1) \quad \mu_{A \text{ or } B}^i(q) = \frac{1}{b_i} (-|q - a_i| + b_i), q = s \text{ or } \dot{s}$$

در این رابطه a_i ها و b_i ها پارامترهای این توابع عضویت مثلی می‌باشند. درجه فعال شدن هر قاعده توسط رابطه (3-1) به دست می‌آید:

$$(3-1) \quad \mu^k(s, \dot{s}) = \mu_A^i(s) * \mu_B^j(\dot{s})$$

که در آن $i, j = 1, \dots, 7$ است. بنابراین $k = 1, \dots, 49$ خواهد بود. برای محاسبه سیگنال خروجی از رابطه زیر استفاده می‌شود:

$$(4-1) \quad u_{SF} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu^i C^i}{\sum_{i=1}^m \mu^i} = \sum_{i=1}^m \phi_i C^i = C^T \Phi, \phi_i = \frac{\mu^i}{\sum_{i=1}^m \mu^i}$$

که در آن برداری Φ 49 عضوی از ϕ_i ها بوده و C^T هم برداری 49 عضوی شامل وزن‌های بخش تالی قواعد فازی است. مولفه‌های این بردار یعنی C^k ها اعدادی ثابت هستند و مقدار اولیه برای آن‌ها صفر در نظر گرفته شده است.

7- پیوست (2)- اثبات قضیه 1

اگر سطح لغزش به صورت $s = \dot{e} + \lambda e$ در نظر گرفته شود. مشتق آن به صورت زیر قابل بیان است:

$$(1-2) \quad \dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e}$$

اگر $\ddot{x}_r$ مقدار مطلوب باشد با جای گذاری $\ddot{x}_L = \ddot{x}_r$ (مشتق دوم خطا) در رابطه فوق، رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(2-2) \quad \dot{s} = \ddot{x}_L - \ddot{x}_r + \lambda \dot{e}$$

با عنایت به رابطه زیر:

$$(3-2) \quad \ddot{f} = \ddot{f} - \ddot{f}$$

و با توجه به این که رابطه سیگنال کنترل به صورت زیر محاسبه شده است:

$$(4-2) \quad u(t) = \frac{1}{h_m} \left(\frac{b}{m} \dot{x}_L - \ddot{f} - \hat{C}^T \Phi + \ddot{x}_r - \lambda \dot{e} - \eta \text{sign}(s) \right)$$

و نیز با توجه به این که (سیستم تحت کنترل) رابطه (10) به صورت زیر قابل بیان است:

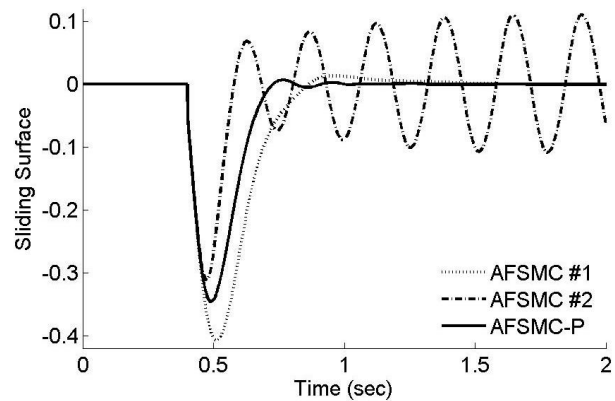


Fig.11 Sliding surface

شکل 11 سطح لغزش

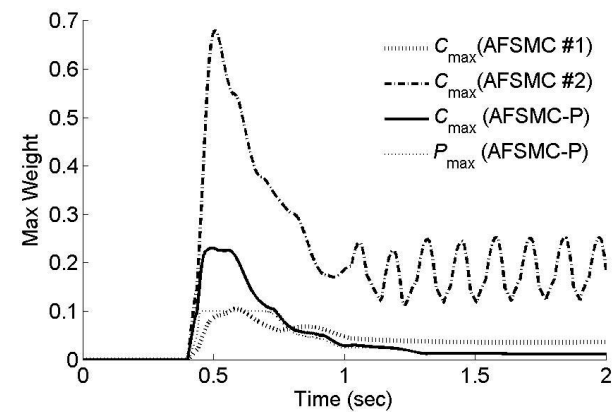


Fig. 12 Maximum absolute weights of the fuzzy systems

شکل 12 حداکثر قدر مطلق وزن‌های سیستم‌های فازی

شبیه‌سازی‌های عددی انجام شده در محیط نرم‌افزار مطلب، نشان می‌دهد که نمی‌توان نرخ بهره تطبیق را بیش از حد افزایش داد چرا که ناپایداری سیستم حلقه بسته را به دنبال خواهد داشت. از طرفی به خاطر وجود یک جبران‌ساز فازی موازی در تکنیک AFSMC-P، با افزوده شدن نرخ تطبیق، در پاسخ‌دهی سیستم حلقه بسته بهبودی قابل توجهی را شاهد بودیم. بنابراین روش AFSMC-P نسبت به AFSMC برتری قابل قبولی از خود نشان داده است.

6- پیوست (1) جبران‌ساز فازی

از آن جایی که مقاومت بهترین مزیت یک کنترل کننده مدلغزشی است، این روش برای کنترل سیستم‌های غیرخطی به‌طور گسترده استفاده شده است، مخصوصاً برای سیستم‌هایی که دارای نامعینی بوده و تحت تاثیر اغتشاش قرار دارند. اما برای طراحی کنترل کننده، تکنیک مدلغزشی مرسوم، به اطلاعاتی از مدل سیستم نیازمند است. از طرفی، کنترل کننده منطق فازی، چون برای داشتن یک رفتار کنترلی شبیه انسان، فقط به محاسبات ساده و ظرفیت برنامه‌نویسی نیاز دارد، به‌طور وسیعی در کاربردهای مهندسی استفاده شده است. از این‌رو، بعضی از محققین، تکنیک کنترل مدلغزشی فازی تطبیقی (AFSMC) را توسعه داده‌اند که مزایای کنترل مدلغزشی و منطق فازی را ترکیب می‌کند [15,16].

استراتژی AFSMC برای جبران خطای تخمین موجود در روند طراحی

مشتق تابع لیپانوف منفی بوده ($\dot{V} < 0$) و پایداری سیستم حلقه بسته براساس لم باربالت اثبات می شود و کلیه سیگنال ها نیز به صورت یکنواخت کراندار¹ خواهند بود.

8- پیوست (3)- اثبات قضیه 2

جهت اثبات قضیه 2 یعنی تضمین پایداری در حضور سیستم فازی موازی، تابع لیپانوفی که شامل خطای بردار وزن های بخش تالی سیستم فازی اصلی (یعنی $\tilde{C} = C - \hat{C}$) و نیز خطای بردار وزن های بخش تالی سیستم فازی موازی (یعنی $\tilde{P} = P - \hat{P}$) باشد، به صورت زیر انتخاب می شود:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\beta} \tilde{C}^T \tilde{C} + \frac{1}{2\sigma} \tilde{P}^T \tilde{P} \quad (1-3)$$

با مشتق گرفتن از رابطه (1-3):

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\beta} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} + \frac{1}{\sigma} \tilde{P}^T \dot{\tilde{P}} \quad (2-3)$$

و سپس با جای گذاری روابط (6-2) و $\dot{\tilde{C}} = -\dot{\hat{C}}$ و $\dot{\tilde{P}} = -\dot{\hat{P}}$ در آن خواهیم داشت:

$$\dot{V} = \tilde{f}(t)s - \eta|s| + s\Delta hu - \tilde{C}^T s\Phi - \tilde{C}^T \frac{1}{\beta} \dot{\tilde{C}} - \tilde{P}^T \frac{1}{\sigma} \dot{\tilde{P}} \quad (3-3)$$

اگر خطای بین خروجی دو سیستم فازی اصلی و موازی به صورت $\epsilon = \hat{C}^T \Phi - \tilde{P}^T \Phi$ تعریف شود. با فرض قوانین کنترل تطبیقی برای سیستم های فازی اصلی و موازی به صورت زیر:

$$\dot{\tilde{C}} = \begin{cases} \beta(s\Phi - \Phi\alpha\epsilon + \zeta_1(\tilde{P} - \hat{C})) - \rho|s|\tilde{C} & \|\epsilon\| > \delta \\ \beta(s\Phi + \zeta_2(\tilde{P} - \hat{C})) - \rho|s|\tilde{C} & \|\epsilon\| < \delta \end{cases} \quad (4-3)$$

$$\dot{\tilde{P}} = \begin{cases} \sigma(\Phi\alpha\epsilon + \zeta_4(\tilde{P} - \hat{P}) - \zeta_3\hat{P}) & \|\epsilon\| > \delta \\ \sigma(\zeta_4(\tilde{P} - \hat{P}) - \zeta_3\hat{P}) & \|\epsilon\| < \delta \end{cases} \quad (5-3)$$

و در حالتی که بین خروجی سیستم های فازی، خطای بزرگی وجود دارد ($\|\epsilon\| > \delta$) با قرار دادن روابط (4-3) در رابطه (3-3) رابطه زیر به دست خواهد آمد:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \tilde{f}(t)s - \eta|s| + s\Delta hu - \tilde{C}^T s\Phi \\ & - \tilde{C}^T (s\Phi - \Phi\alpha\epsilon + \zeta_1(\tilde{P} - \hat{C})) - \frac{\rho}{\beta} |s|\tilde{C} \\ & - \tilde{P}^T (\Phi\alpha\epsilon + \zeta_4(\tilde{P} - \hat{P}) - \zeta_3\hat{P}) \end{aligned} \quad (6-3)$$

حالا با توجه به روابط $\tilde{P} - \hat{P} = \tilde{C} - \tilde{P}$ و $\tilde{P} = C - \hat{P}$ و $\tilde{C} = C - \hat{C}$ می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (\tilde{f}(t) - C^T \Phi)s - \eta|s| + s\Delta hu + \frac{\rho}{\beta} |s|\tilde{C}^T C \\ & - \zeta_4 \tilde{P}^T (\tilde{P} - \hat{P}) + \zeta_3 \tilde{P}^T C - \frac{\rho}{\beta} |s|\|\tilde{C}\|^2 - \alpha\|\epsilon\|^2 \\ & - \zeta_1 \|\tilde{C}\|^2 + \zeta_1 \tilde{C}^T \tilde{P} - \zeta_3 \|\tilde{P}\|^2 \end{aligned} \quad (7-3)$$

در ادامه با توجه به روابط بین نرم ها و با داشتن رابطه $|\Delta h| \leq h_{\max}$ و $|\tilde{f}(t) - C^T \Phi| < f_e^{\max}$ به صورت زیر قابل بازنویسی است:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & |s|\{-\eta + f_e^{\max} + h_{\max}u_{\max}\} - \frac{\rho}{\beta} |s|\|\tilde{C}\|^2 \\ & - \alpha\|\epsilon\|^2 - \|\tilde{C}\| \|\tilde{P}\| Q + R \left[\frac{\|\tilde{C}\|}{\|\tilde{P}\|} + \frac{\|\tilde{C}\|}{\|\tilde{P}\|} \right] \end{aligned} \quad (8-3)$$

که در آن مقدار $u_{\max}$ بیشترین مقدار ممکن برای سیگنال کنترل $u(t)$ است. حالا اگر $\zeta_3 > \frac{\zeta_1}{4}$ باشد حتماً ماتریس Q مثبت است.

$$\ddot{x}(t) = -\frac{b}{m} \dot{x}_L + h(t)u(t) + f(t) \quad (5-2)$$

مشتق سطح لغزش به صورت زیر قابل بازنویسی است:

$$\dot{s} = \tilde{f} + \Delta hu(t) - \eta \text{sign}(s) - \tilde{C}^T \Phi \quad (6-2)$$

حالا برای اثبات قضیه 1 تابع لیپانوفی را شامل سطح لغزش و خطای وزن های بخش تالی قواعد فازی ($\tilde{C} = C - \hat{C}$) در نظر بگیرید:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\beta} \tilde{C}^T \tilde{C} \quad (7-2)$$

با مشتق گرفتن از آن:

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\beta} \tilde{C}^T \dot{\tilde{C}} \quad (8-2)$$

و سپس با قرار دادن رابطه (6-2) در آن و با توجه به این که $\dot{\tilde{C}} = -\dot{\hat{C}}$ است، به دست می آید:

$$\dot{V} = \tilde{f}s - \eta|s| + s\Delta hu - \tilde{C}^T s\Phi - \tilde{C}^T \frac{1}{\beta} \dot{\tilde{C}} \quad (9-2)$$

حال برای آن که $\dot{V} < 0$ شده و سیستم حلقه بسته پایدار گردد، آشکار است که باید قانون تطبیق، برای بردار وزن های $\hat{C}$ به صورت زیر انتخاب گردد:

$$\dot{\hat{C}} = \beta s\Phi - \rho|s|\hat{C} \quad (10-2)$$

که در آن $\beta > 0$ نرخ تطبیق، ρ یک پارامتر مثبت و $\rho|s|\hat{C}$ عبارتی برای نرم نمودن تغییرات بردار $\hat{C}$ توسط قانون به روزرسانی است. با جای گذاری معادله (10-2) در معادله (9-2) رابطه زیر به دست می آید:

$$\dot{V} = \tilde{f}(t)s - \eta|s| + s\Delta hu - \tilde{C}^T s\Phi - \tilde{C}^T \left(s\Phi - \frac{\rho}{\beta} |s|\hat{C} \right) \quad (11-2)$$

و با توجه به رابطه $\tilde{C} = C - \hat{C}$ و با کمی ساده سازی می توان نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\eta|s| + \Delta hu s + (\tilde{f} - C^T \Phi)s + \frac{\rho}{\beta} \tilde{C}^T (C - \tilde{C})|s| \\ = & -\eta|s| + (\tilde{f} - C^T \Phi + \Delta hu)s + \frac{\rho}{\beta} \tilde{C}^T C|s| - \frac{\rho}{\beta} \tilde{C}^T \tilde{C}|s| \\ = & -\frac{\rho}{\beta} \tilde{C}^T \tilde{C}|s| + \frac{\rho}{\beta} \tilde{C}^T C|s| - \eta|s| + (\tilde{f} - C^T \Phi + \Delta hu)s \end{aligned} \quad (12-2)$$

با داشتن روابط $|\tilde{f} - C^T \Phi| < f_e^{\max}$ و $|\Delta h| \leq h_{\max}$ در نهایت می توان نوشت:

$$\dot{V} \leq -\frac{\rho}{\beta} |s|\tilde{C}^T \tilde{C} + \frac{\rho}{\beta} |s|\tilde{C}^T C - |s|\{\eta - f_e^{\max} - h_{\max}u_{\max}\} \quad (13-2)$$

که در آن مقدار $u_{\max}$ بیشترین مقدار ممکن برای سیگنال کنترل $u(t)$ است. رابطه فوق را در ادامه و با توجه به روابط نرم ها می توان به صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{\rho}{\beta} |s|\|\tilde{C}\|^2 + \frac{\rho}{\beta} |s|\|\tilde{C}\|\|C\| \\ & - |s|\{\eta - f_e^{\max} - h_{\max}u_{\max}\} \end{aligned} \quad (14-2)$$

حالا با انتخاب η طوری که در رابطه زیر صدق کند:

$$\eta > f_e^{\max} + h_{\max}u_{\max} \quad (15-2)$$

و با تعریف $Y = \frac{\rho}{\beta} (\eta - f_e^{\max} - h_{\max}u_{\max}) > 0$ خواهیم داشت:

$$\dot{V} \leq -\frac{\rho}{\beta} |s|(\|\tilde{C}\|^2 - \|C\|\|\tilde{C}\| + Y) \quad (16-2)$$

برای آن که $\dot{V}(s, \tilde{C}) < 0$ باشد باید رابطه درجه دوم زیر عبارتی مثبت شود:

$$\|\tilde{C}\|^2 - \|C\|\|\tilde{C}\| + Y \quad (17-2)$$

بدین منظور باید فرض کنیم که $\|C\|^2 \geq 4Y$ بوده و نیز کران بالای خطای تخمین بردار وزن های سیستم فازی به صورت $\|\tilde{C}\| < \|C\| - \sqrt{\|C\|^2 - 4Y}/2$ (17-2)

¹ Uniformly Ultimately Bounded (UUB)

- [4] Q. Guo, T. Yu, D. Jiang, Adaptive backstepping design of electro-hydraulic actuator based on state feedback control, *Proceedings of the Fluid International Conference on Power and Mechatronics (FPM)*, Harbin, China, Aug 5-7, 2015.
- [5] D. Won, W. Kim, Disturbance observer based backstepping for position control of electro-hydraulic systems, *International Journal of Control, Automation and Systems*, Vol. 13, No. 2, pp. 488-493, 2015.
- [6] D. Won, W. Kim, D. Shin, C. C. Chung, High-gain disturbance observer-based backstepping control with output tracking error constraint for electro-hydraulic systems, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 23, No. 2, pp. 787-795, 2015.
- [7] W. Kim, D. Won, M. Tomizuka, Flatness-based nonlinear control for position tracking of electrohydraulic systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 197-206, 2015.
- [8] Q. Guo, T. Yu, D. Jiang, High-gain observer-based output feedback control of single-rod electro-hydraulic actuator, *IET Control Theory & Applications*, Vol. 9, No. 16, pp. 2395-2404, 2015.
- [9] G. Chen, J. Wang, L. Ma, R. Hao, Observer-based and energy saving control of single-rod electro-hydraulic servo system driven by servo motor, *Proceedings of the IEEE American Control Conference (ACC)*, Chicago, IL, USA, July 1-3, 2015.
- [10] E. K. Gdoura, M. Feki, N. Derbel, Sliding mode control of a hydraulic servo system position using adaptive sliding surface and adaptive gain, *International Journal of Modeling, Identification and Control*, Vol. 23, No. 3, pp. 248-259, 2015.
- [11] C. Guan, S. Pan, Adaptive sliding mode control of electro-hydraulic system with nonlinear unknown parameters, *Control Engineering Practice*, Vol. 16, No. 11, pp. 1275-1284, 2008.
- [12] L. Xiao, B. Lu, B. Yu, Z. Ye, Cascaded sliding mode force control for a single-rod electrohydraulic actuator, *Neurocomputing*, Vol. 156, pp. 117-120, 2015.
- [13] R. Xu, Ü. Özgüner, Sliding mode control of a class of underactuated systems, *Automatica*, Vol. 44, No. 1, pp. 233-241, 2008.
- [14] A. Karami-Mollaei, Design of dynamic sliding mode controller for active suspension system, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 2, pp. 51-58, 2016. (in Persian)
- [15] H. Y. Chen, S. J. Huang, A new model-free adaptive sliding controller for active suspension system, *International Journal of Systems Science*, Vol. 39, No. 1, pp. 57-69, 2008.
- [16] S. J. Huang, H. Y. Chen, Adaptive sliding controller with self-tuning fuzzy compensation for vehicle suspension control, *Mechatronics*, Vol. 16, No. 10, pp. 607-622, 2006.
- [17] M. Baghaeian, A. A. Akbari, Improvement of vehicle stability by H-Infinity adaptive fuzzy controller: a new VGS model, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 16, No. 9, pp. 37-46, 2016 (in Persian)
- [18] S. Gayaka, B. Yao, Fault Detection, Identification and accommodation for an electro-hydraulic system: An Adaptive Robust Approach, *Proceedings of the 17th World Congress, The International Federation of Automatic Control*, Seoul, Korea, July 6-11, 2008.

معین شده و $\lambda_{\min}(Q) > 0$ خواهد شد. که با فرض $W = \|\tilde{C} \quad \tilde{P}\|^T$ و با تعریف:

$$R = \|C\| \left[\frac{\rho}{\beta} |s| \quad 2\zeta_4 + \zeta_3 \right] \quad (9-3)$$

$$N = |s| \{-\eta + f_e^{\max} + h_{\max} u_{\max}\} - \frac{\rho}{\beta} |s| \|\tilde{C}\|^2 - \alpha \|\epsilon\|^2 < 0 \quad (10-3)$$

رابطه (8-3) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\min}(Q)W^2 + \|R\|W + N \quad (11-3)$$

برای آن که $\dot{V} \leq 0$ گردد باید عبارت درجه دوم زیر منفی شود:

$$-\lambda_{\min}(Q)W^2 + \|R\|W + N \quad (12-3)$$

بدین منظور باید فرض کرد که:

$$\|R\|^2 > 4\lambda_{\min}(Q)|N| \quad (13-3)$$

است و کران بالای ترم دوم خطای تخمین بردار وزن های سیستم فازی

اصلی و موازی در نامساوی زیر صدق نمایند:

$$W = \|\tilde{C} \quad \tilde{P}\|^T < \frac{\|R\| - \sqrt{\|R\|^2 + 4\lambda_{\min}(Q)N}}{2\lambda_{\min}(Q)} \quad (14-3)$$

حالا با برقراری رابطه (15-2) و به دلیل آن که پارامترهای α , ρ و β

همگی مثبت هستند، $\dot{V} < 0$ شده و سیستم حلقه بسته پایدار خواهد شد، و

کلیه سیگنال ها نیز به صورت یکنواخت کراندار خواهند بود.

به طریق مشابه و به سادگی برای حالتی که $\|\epsilon\| < \delta$ است می توان

پایداری را اثبات کرد.

9- منابع

- [1] S. H. Ghorashi, B. Moetakefi Imani, Design and implementation of a 2DOF Robust controller for Servo-Hydraulic Table, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 14, No. 15, pp. 207-217, 2015. (in Persian)
- [2] M. A. Saeedi, R. Kazemi, M. Rafat, A. H. Pasdar, Real world modeling and nonlinear control of an electrohydraulic driven clutch, *International Journal of Automotive Engineering*, Vol. 2, No. 2, pp. 107-116, 2012.
- [3] M. Hutter, Ph. Leemann, S. Stevisic, A. Michel, D. Jud, M. Hoepflinger, R. Siegwart, R. Figi, C. Caduff, M. Loher, S. Tagmann, Towards optimal force distribution for walking excavators, *Proceedings of the IEEE International Conference on Advanced Robotics (ICAR)*, Istanbul, Turkey, July 27-31, 2015.