ماهنامه علمی پژوهشی

مهندسی مکانیک مدرس

mme.modares.ac.ir

# روش فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر برای کنترل جریان ربات‌های جابجاگر با استفاده از تخمین عدم قطعیت‌ها

حسام فلاح قویدل[1]، علی اکبرزاده کلات[2*]، وحید قربانی[3]

1- فارغ التحصیل کارشناسی ارشد، مهندسی کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود
2- استادیار، مهندسی کنترل، دانشگاه صنعتی شاهرود، شاهرود
3- دانشجوی کارشناسی ارشد، مهندسی برق، دانشگاه آزاد واحد شهرری، شهرری
* شاهرود، صندوق پستی 36199-95161، akbarzadeh@shahroodut.ac.ir

**اطلاعات مقاله**

مقاله پژوهشی کامل
دریافت: 06 اردیبهشت 1396
پذیرش: 06 خرداد 1396
ارائه در سایت: 25 خرداد 1396

*کلید واژگان:*
دینامیک ربات
کنترل جریان
فازی تطبیقی مقاوم
رویتگر

**چکیده**

در این مقاله مدل دینامیکی جدیدی برای سیستم چند ورودی چند خروجی ربات‌های جابجاگر الکتریکی ارائه شده است، که به‌وسیله کنترل کننده فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویگر کنترل می‌شود. طرح کنترلی پیشنهادی از ورودی کنترلی جریان استفاده می‌کند که بسیار موثرتر از روش کنترل گشتاور می‌باشد. روش پیشنهادی بسیار ساده، دقیق و مقاوم است. بر اساس سیستم فازی تطبیقی، یک تخمینگر مبتنی بر رویتگر ارائه شده است که از یک تابع فیدبک خطا بعنوان ورودی سیستم فازی استفاده می‌کند تا بطور تطبیقی اثر عدم قطعیت‌های نامعوم و همچنین اغتشاش خارجی را جبران کند. گرچه در طرح پیشنهادی این عدم قطعیت‌ها باید محدود باشند، اما نیازی نیست که این محدوده شناخته شده و معلوم باشد. یک کنترل مقاوم $H_\infty$ بکارگیری شده است تا خطای ماندگار را به سمت یک مقدار مطلوب کاهش دهد و همچنین تاثیر خطاهای مربوط به تقریب سیستم فازی و رویتگر را تقلیل دهد. این روش پایداری سیستم حلقه بسته را بر اساس شرایط اکیداً حقیقی مثبت و تئوری لیاپانوف تضمین می‌کند. این طرح کنترل پیشنهادی تنها محدود به ربات‌ها نمی‌شود، بلکه آن می‌تواند برای کلاسی از سیستم‌های چند ورودی چند خروجی بکار رود. نهایتاً در نتایج شبیه سازی، برای نشان دادن تاثیر و کارایی تکنیک پیشنهادی، سیستم یک ربات جابجاگر دو محور مورد بحث قرار گرفته است.

# Observer-Based Robust Adaptive Fuzzy Approach for Current Control of Robot Manipulators by Estimation of Uncertainties

**Hesam Fallah Ghavidel[1], Ali Akbarzadeh Kalat[1*], Vahid Ghorbani[2]**

1-Department of Control Engineering, Shahrood University of Technology, Shahrood, Iran
2- Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University of Shahr-e-Rey Branch, Shahr-e-Rey, Iran
* P.O.B. 36199-95161, Shahrood, Iran, akbarzadeh@shahroodut.ac.ir

**ARTICLE INFORMATION**

Original Research Paper
Received 26 April 2017
Accepted 27 May 2017
Available Online 15 June 2017

*Keywords:*
Robot Dynamics
Current Control
Robust Adaptive Fuzzy
Observer

**ABSTRACT**

In this paper, a novel dynamical model is proposed for the multi-input multi-output electrically driven robot manipulators, by an observer-based robust adaptive fuzzy controller. The proposed control scheme utilizes current control effort, which is more efficient than the torque control approach. The proposed method is very simple, accurate and robust. Based on the adaptive fuzzy system an observer-based estimator is presented that uses feedback error function as the input of fuzzy system to approximate and adaptively compensate the unknown uncertainties and external disturbance of the system under control. Although the proposed controller scheme requires the uncertainties to be bounded, it does not require this bound to be known. An $H_\infty$ robust controller is employed to attenuate the residual error to the desired level and recompenses both the fuzzy approximation errors and the observer errors. The proposed method guarantees the stability of the closed-loop system based on the Strictly Positive Real (SPR) condition and Lyapunov theory. The proposed control scheme is not limited to only controlling robotics vehicles, it can be applied for a class of nonlinear MIMO systems. Finally, in simulation study, to demonstrate the usefulness and effectiveness of the proposed technique, a two-link robot manipulator system is employed.

## 1- مقدمه

ربات‌ها امروزه در شکل، طرح، اندازه، سرعت و با توانایی‌های مختلفی ساخته می‌شوند. پایداری و کنترل ربات‌ها می‌تواند یک بخش بسیار مهمی از این سیستم‌ها باشد. ربات‌ها دارای سیستم‌های دینامیکی غیرخطی می‌باشند و به علت عدم قطعیت‌ها و همچنین اغتشاشات خارجی، طراحی یک کنترل کننده کارامد و مقاوم برای این سیستم‌ها همواره مورد بحث و مطالعه بسیاری از

**Please cite this article using:** برای ارجاع به این مقاله از عبارت ذیل استفاده نمایید:

H. Fallah Ghavidel, A. Akbarzadeh Kalat, V. Ghorbani, Observer-Based Robust Adaptive Fuzzy Approach for Current Control of Robot Manipulators by Estimation of Uncertainties, *Modares Mechanical Engineering*, Vol. 17, No. 6, pp. 286-294, 2017 (in Persian)



[ DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.6.26.6 ]

محققان بوده است.

درگذشته روش‌های مختلفی برای کنترل انواع ربات‌ها طراحی شده است. بیشتر این طراحی‌ها برمبنای کنترل گشتاور حرکتی ربات ارائه شده است [2,1]. در واقع در این طرح‌های کنترلی، به طراحی گشتاور مورد نیاز برای حرکت و جابجایی ربات‌ها پرداخته می‌شود. اما باید به این نکته مهم توجه داشت که معمولاً این گشتاور توسط محرک‌های ربات تولید می‌شود و درحقیقت این محرک‌ها هستند که باید کنترل شوند. در ربات‌های الکتریکی[1] از موتورهای الکتریکی برای حرکت ربات‌ها استفاده می‌شود. در برخی از مقالات، کنترل کننده‌های مبتنی بر جریان موتور برای کنترل ربات‌ها مورد بحث و بررسی قرار گرفته‌اند [4,3]. در این طرح‌ها معمولاً فرض می‌شود که گشتاور موردنیاز برای حرکت ربات برابر با ضریب ثابتی از جریان موتور باشد. درحقیقت، در این طرح‌ها از دینامیک موتور صرف‌نظر می‌شود که این فرض ممکن است از درجه اطمینان کافی برخوردار نباشد. در [5]، کنترل کننده ای مبتنی بر ولتاژ موتور طراحی شده است. در این طرح، از دینامیک ربات صرف نظر شده و تنها طراحی کنترل کننده برای مدل دینامیکی موتورها مورد بحث و مطالعه قرار می‌گیرد.

در این مقاله، یک مدل دینامیکی جدید برای ربات‌های جابجاگر[2] ارائه شده است که هر دو دینامیک مربوط به ربات و موتورهای الکتریکی جریان مستقیم[3] را شامل می‌شود.

کنترل‌کننده‌های فازی بعلت نیاز نداشتن به یک مدل دقیق از سیستم تحت کنترل، کاربردهای زیادی در صنعت دارند. نخستین بار ونگ[4] یک سیستم فازی تطبیقی جامع براساس خطاهای سیستم ارائه کرد [6]. ترکیب سیستم فازی و طرح کنترل تطبیقی یک روش قدرتمند برای طراحی کنترل کننده‌های مقاوم است و می‌تواند برعدم قطعیت‌های سیستم غلبه کند [7].

برای تخمین و جبران عدم قطعیت‌های سیستم، در این مقاله یک کنترل فازی تطبیقی پیشنهاد می‌شود. معمولاً دو نوع از کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مورد مطالعه قرار می‌گیرند؛ کنترل فازی تطبیقی مستقیم و غیر مستقیم. درکنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم، توابع دینامیکی ناشناخته سیستم تخمین زده می‌شوند و کنترل کننده ای بر پایه این تخمین‌ها طراحی می‌شود. درکنترل فازی تطبیقی مستقیم، ورودی سیستم تحت کنترل بطور مستقیم تخمین زده می‌شود.

درکنترل کننده‌های فازی تطبیقی معمولاً از یک جبران کننده مقاوم نیز استفاده می‌شود. بعنوان مثال کنترل مقاوم تناسبی انتگرالی [7]، کنترل مقاوم $H_\infty$ [8]،کنترل مقاوم حالت لغزشی [9]، کنترل مقاوم نظارتی [10].

در زمینه کنترل فازی تطبیقی تحقیقات فراوانی برای سیستم غیرخطی ربات‌ها صورت گرفته است. به عنوان مثال یک کنترل فازی تطبیقی مقاوم و بهینه در [5] بررسی شده است. در [11] یک کنترل فازی تطبیقی غیر متمرکز برای حرکت ربات ارائه شده است. در [12] از یک طرح امپدانس تطبیقی عصبی برای کنترل ربات استفاده شده است. نویسندگان در [13] به مطالعه کنترل کننده فازی تطبیقی حالت لغزشی برای کنترل ربات‌ها پرداخته اند. یک کنترل فازی تطبیقی عصبی برای کنترل نیروی وارد بر ربات‌ها در [14] مورد بحث قرار گرفته است. در [15] به بررسی یک کنترل تطبیقی فازی پسگام[5] پرداخته شده است. در [16] نویسندگان به بررسی کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر رویتگر پرداخته اند. یک کنترل فازی تطبیقی نوع دوم برای سیستم ربات جابجاگر در [17] ارائه شده است.

علاوه‌براین به‌منظور کنترل سیستم غیرخطی ربات‌ها، در [18] از طرح کنترلی تطبیقی مقاوم با استفاده از یک الگوریتم هوشمند استفاده شده است. نویسندگان در [19] به طراحی یک کنترل کننده حالت لغزشی برای ربات‌ها پرداخته اند. همچنین یک طرح کنترلی برمبنای سیستم عصبی-تطبیقی در [20] ارائه شده است. در [21]، کنترل امپدانس تطبیقی مقاوم بازوی ربات با رویکرد تزریق سلولی رباتیکی به‌کار گرفته شده است. همچنین استفاده از ترکیب الگوریتم‌های پسگام و ادمیتانس در [22] مورد بحث قرار گرفته است.

سیستم‌های فازی که از متغیرهای حالت سیستم بعنوان ورودی فازی استفاده می‌کنند ممکن است به تابع مطلوب و تحت تخمین خود همگرا نشوند. به‌دلیل این‌که هدف اصلی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی ردیابی مسیر مطلوب می‌باشد خطاهای سیستم می‌توانند بعنوان ورودی‌های فازی درنظر گرفته شوند. در نتیجه برای حل این مشکل، نویسندگان در [23-25] یک تابع از خطاهای سیستم تحت کنترل را به‌عنوان ورودی سیستم فازی پیشنهاد داده‌اند. این طرح علاوه برکاهش تعداد قواعد فازی باعث بهبود عملکرد کنترل‌کننده‌های فازی نیز می‌شود.

درعمل، تمام متغیرهای حالت یک سیستم تحت کنترل قابل اندازه‌گیری نمی‌باشند. برای حل این مشکل می‌توان از کنترل کننده‌های مبتنی بر رویتگر استفاده نمود. روش مبتنی بر رویتگر با پایداری سیستم حلقه بسته و براساس شرایط اکیداً حقیقی مثبت و تئوری لیاپانوف، معمولاً طرح مورد علاقه اکثر محققان بوده است [23-29]. اما بسیاری از این مقالات دارای مشکلات و ایراداتی می‌باشند که از مقاله‌ای به مقاله دیگر انتشار یافته است. درنتیجه، نویسندگان در [23-25] علاوه بر بررسی کردن این معایب و ایرادات، به پیشنهاد راهکاری برای حل آن‌ها نیز پرداخته‌اند. براساس این روش، در این مقاله ما به طراحی یک کنترل کننده فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر می‌پردازیم که برای کنترل جریان موردنیاز یک مدل دینامیکی ربات جابجاگر استفاده می‌شود.

این مقاله دارای مزایای مهمی است، ازجمله:

1- یک مدل مرکب از دینامیک ربات و موتور مربوط به آن ارائه شده است. این مدل ساده و دقیق است، بدون آن‌که مرتبه سیستم تحت کنترل افزایش پیدا کرده باشد.

2- یک کنترل کننده جریان برای مدل ترکیب شده ربات طراحی می‌شود، در حالی‌که از هر دو دینامیک مربوط به موتور و ربات به‌طور همزمان استفاده شده است و در نتیجه عدم قطعیت‌ها بخوبی جبران می‌شوند.

3- طراحی کنترل براساس گشتاور ربات پیچیده‌تر از کنترل جریان آن است، زیرا برای کنترل ربات‌ها این جریان یا ولتاژ موتور هستند که باید کنترل شود. در نتیجه به‌نظر می‌رسد که به‌وسیله این طرح کنترلی علاوه‌بر کاهش محاسبات، در هزینه‌های کنترلی هم صرفه‌جویی خواهد شد.

4- به منظور کاهش قواعد فازی و همچنین افزایش کارایی سیستم کنترلی، یک تابع از خطاهای سیستم کنترلی به‌عنوان ورودی سیستم فازی پیشنهاد شده است.

5- یک کنترل کننده مبتنی بر رویتگر برای سیستم چند ورودی چند خروجی ربات ارائه داده می‌شود. این روش بسیار ساده و دقیق است. در واقع در این طرح پیشنهادی، نیازی به طراحی و تنظیم پارامترهای کنترلی پیچیده نیست.

[1] Electrically Driven Robots
[2] Robot Manipulators
[3] DC motors
[4] Wang
[5] Backstepping

## 2- مدل دینامیکی و کنترل سیستم

### 2-1- ربات جابجاگر

در این بخش به بررسی دینامیک ربات‌های جابجاگر و همچنین مدل دینامیکی موتورهای جریان مستقیم می‌پردازیم. برای سادگی، از یک نوع ربات جابجاگر دو محور که در "شکل 1" نشان داده شده است استفاده می‌شود و مدل دینامیکی آن می تواند به‌صورت (1) توصیف گردد [30]:

$$\mathrm{H}(\mathrm{q})\ddot{\mathrm{q}} + \mathrm{C}(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}})\dot{\mathrm{q}} + \mathrm{G}(\mathrm{q}) = \tau + \mathrm{D} \quad (1)$$

به‌طوری‌که:

$$\mathrm{H}(\mathrm{q}) = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathrm{C}(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}}) = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathrm{G}(\mathrm{q}) = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

سپس عناصر ماتریس‌های (4)-(2) می‌توانند به‌صورت زیر تعریف شوند:

$$H_{11} = (m_1 + m_2)l_1^2 + m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_2 \cos q_2 \quad (5)$$
$$H_{12} = H_{21} = m_2 l_2^2 + m_2 l_1 l_2 \cos q_2 \quad (6)$$
$$H_{21} = m_2 l_2^2 \quad (7)$$
$$c_{11} = -m_2 l_1 l_2 \dot{q}_2 \sin q_2 \quad (8)$$
$$c_{12} = -m_2 l_1 l_2 (\dot{q}_1 + \dot{q}_2) \sin q_2 \quad (9)$$
$$c_{21} = m_2 l_2 l_2 \dot{q}_1 \sin q_2 \quad (10)$$
$$c_{22} = 0 \quad (11)$$
$$G_1 = (m_1 + m_2) l_1 g \cos q_2 + m_2 l_2 g \cos(q_1 + q_2) \quad (12)$$
$$G_2 = m_2 l_2 g \cos(q_1 + q_2) \quad (13)$$

که $\mathrm{q} = [q_1, q_2]^{\mathrm{T}}$ بردار خروجی سیستم و $q_1$ و $q_2$ بترتیب جابجایی بازوهای محرک اول و دوم ربات هستند. همچنین $\tau = [\tau_1, \tau_2]^{\mathrm{T}}$ بردار گشتاور و $\tau_1$ و $\tau_2$ گشتاورهای ورودی مورد نیاز برای حرکت بازوهای مرتبط می‌باشند. علاوه بر این، $\mathrm{D} = [d_1, d_2]^{\mathrm{T}}$ می‌تواند بردار اغتشاش خارجی و دینامیک مدل نشده سیستم باشد.

باید به این نکته مهم توجه کرد که درحقیقت ربات‌ها باید به‌وسیله موتورهای محرکشان کنترل شوند (درواقع بوسیله ولتاژ یا جریان ورودی موتورها). اما گشتاور طراحی شده را نمی‌توانند به‌عنوان ورودی موتورها در نظر گرفت. در نتیجه، لازم است که پس از طراحی کنترل گشتاور ربات، به طراحی راهکاری برای محاسبه جریان یا ولتاژ ورودی موتورها پرداخت.

### 2-2- موتور جریان مستقیم بدون جاروبک[1]

در بسیاری از این طراحی‌ها فرض می‌شود که گشتاور موتور با جریان ورودی موتور رابطه مستقیم دارد:

$$\tau_m = k_m I \quad (14)$$

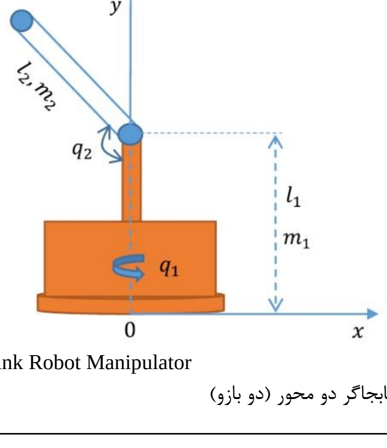


**Fig. 1** Two-link Robot Manipulator

**شکل 1** ربات جابجاگر دو محور (دو بازو)

[1] BLDC Motor

که $I$ جریان موتور، $\tau_m$ گشتاور موتور و $k_m$ یک ضریب ثابت است.

از طرفی معادله دینامیکی جریان یک موتور جریان مستقیم بدون جاروبک می‌تواند به‌صورت زیر توصیف شود [5]:

$$\tau_m = \tau + J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} \quad (15)$$

که $\tau$ گشتاور بازوی ربات و $J$ و $B$ ضرایب ثابتی هستند. سرعت موتور با سرعت جابجایی بازوها متناسب است:

$$\dot{\theta} = k_b \dot{q} \quad (16)$$

حالا به‌وسیله جاگذاری (14) و (16) در (15) می‌توان معادله جدیدی به‌صورت (17) پیشنهاد داد:

$$\tau = k_m I - J k_b \ddot{q} - B k_b \dot{q} + \Delta \quad (17)$$

همچنین، در این مقاله فرض می‌شود که $\Delta$ عدم قطعیتی به‌صورت دینامیک مدل نشده باشد. چون از یک مدل دینامیکی ربات دو محور استفاده می‌شود، درنتیجه می توان معادله پیشنهادی (17) را به این صورت نوشت:

$$\tau = \mathrm{k_m I} - \alpha\ddot{\mathrm{q}} - \beta\dot{\mathrm{q}} + \Delta_{\mathrm{m}} \quad (18)$$

به‌طوری‌که:

$$\mathrm{I} = [I_1, I_2]^{\mathrm{T}}$$
$$\mathrm{k_m} = \mathrm{diag}(k_{m1}, k_{m2})$$
$$\alpha = \mathrm{diag}(J_1 k_{b1}, J_2 k_{b2})$$
$$\beta = \mathrm{diag}(B_1 k_{b1}, B_2 k_{b2})$$
$$\Delta_{\mathrm{m}} = [\Delta_1, \Delta_2]^{\mathrm{T}}$$

که ضرایب 1 مربوط به موتور اول، و ضرایب 2 مربوط به موتور دوم است.

### 2-3- طراحی یک مدل دینامیکی ترکیب شده

با استفاده از معادله دینامیکی (1) و معادله (18)، در این مقاله یک معادله ترکیب شده به‌صورت (19) طراحی و پیشنهاد می‌شود:

$$\mathrm{H}(\mathrm{q})\ddot{\mathrm{q}} + \mathrm{C}(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}})\dot{\mathrm{q}} + \mathrm{G}(\mathrm{q}) = \mathrm{k_m I} - \alpha\ddot{\mathrm{q}} - \beta\dot{\mathrm{q}} + \Delta_{\mathrm{m}} + \mathrm{D}$$
$$\mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q})\ddot{\mathrm{q}} + \mathrm{C}_\beta(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}})\dot{\mathrm{q}} + \mathrm{G}(\mathrm{q}) = \mathrm{k_m I} + \mathrm{D}_\Delta \quad (19)$$

که

$$\mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q}) = \mathrm{H}(\mathrm{q}) + \alpha$$
$$\mathrm{C}_\beta(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}}) = \mathrm{C}(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}}) + \beta$$
$$\mathrm{D}_\Delta = \Delta_{\mathrm{m}} + \mathrm{D}$$

معادله دینامیکی (19) را می‌توان مجدد به این به‌صورت خلاصه کرد:

$$\ddot{\mathrm{q}} = \mathrm{F} + \mathrm{GU} + \psi \quad (20)$$

که

$$\mathrm{U} = I = [I_1, I_2]^{\mathrm{T}}$$
$$\mathrm{F} = [f_1, f_2]^{\mathrm{T}} = -\mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q})^{-1}\mathrm{C}_\beta(\mathrm{q},\dot{\mathrm{q}})\dot{\mathrm{q}} - \mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q})^{-1}\mathrm{G}(\mathrm{q})$$
$$\mathrm{G} = [\mathrm{g}_{11}, \mathrm{g}_{12}; \mathrm{g}_{21}, \mathrm{g}_{22}]^{\mathrm{T}} = \mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q})^{-1}\mathrm{k_m}$$
$$\psi = [\psi_1, \psi_2]^{\mathrm{T}} = \mathrm{H}_\alpha(\mathrm{q})^{-1}\mathrm{D}_\Delta$$

معادله (20) برای هر بازو می‌تواند به‌صورت (21) نوشته شود:

$$\dot{\mathrm{X}}_i = \mathrm{A}_i \mathrm{X}_i + \mathrm{B}_i[f_i(\mathrm{X}) + \sum_{j=1}^{2} \mathrm{g}_{ij}(\mathrm{X}) I_j + \psi_i] \quad (21)$$

که

$$i, j = 1,2 \ \mathrm{X}_i = [q_i, \dot{q}_i]^{\mathrm{T}},$$
$$\mathrm{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \ \mathrm{B}_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ and } \mathrm{C}_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

هدف از طراحی کنترل کننده این است که خروجی سیستم یعنی جابجایی بازوهای محرک $q_1$ و $q_2$ ربات به سمت مسیر مطلوب $q_{d1}$ و $q_{d2}$ برود. بردار خطای هر بازو به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\mathrm{E}_i = \mathrm{q}_{di} - \mathrm{q}_i = [q_{di}, \dot{q}_{di}]^{\mathrm{T}} - [q_i, \dot{q}_i]^{\mathrm{T}} = [e_i, \dot{e}_i]^{\mathrm{T}} \quad (22)$$

اگر فرض شود که F و G معلوم باشند و همچنین بردار عدم قطعیت $\psi$ قابل صرف‌نظر باشد، درنتیجه می‌توان کنترل کننده ایده آلی به‌صورت (23) تعریف کرد:

$$\mathrm{U} = \mathrm{G}^{-1}(-\mathrm{F} + \beta) \quad (23)$$

که

$$\beta = [\beta_1, \beta_2]^{\mathrm{T}} = [(\ddot{q}_{d2} + \mathrm{K}_1^T \mathrm{E}_1), (\ddot{q}_{d2} + \mathrm{K}_2^T \mathrm{E}_2)]^{\mathrm{T}}$$

همچنین $\mathrm{K}_1=[k_{11}, k_{21}]^{\mathrm{T}}$ و $\mathrm{K}_2=[k_{12}, k_{22}]^{\mathrm{T}}$ طوری انتخاب می‌شوند که ریشه‌های چند جمله‌ای $s^2 + k_{21}s + k_{11}$ و $s^2 + k_{22}s + k_{12}$ در سمت چپ محور مختصات باشد. علاوه براین، اگر $\mathrm{Q}_{oi}$ و $\mathrm{P}_{oi}$ ماتریس‌های مثبت معین باشند، برای $i = 1,2$ خواهیم داشت:

$$\left(\mathrm{A}_i - \mathrm{B}_i \mathrm{K}_i^T\right)^{\mathrm{T}} \mathrm{P}_{oi} + \mathrm{P}_{oi}(\mathrm{A}_i - \mathrm{B}_i \mathrm{K}_i^T) + \mathrm{Q}_{oi} = 0 \qquad (24)$$

**فرض 1.** برای کنترل‌پذیری سیستم، بدون از دست دادن عمومیت فرض می‌شود که:

1- ماتریس G معکوس پذیر باشد. درحقیقت $\mathrm{G}^{-1}$ در دسترس باشد.

2- بردار $\psi$، نامعلوم ولی محدود باشد.

اما کنترل کننده ایده آل (23) نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد زیرا درعمل نمی‌توان ازعدم قطعیت $\psi$ صرف نظر کرد. درنتیجه باید به دنبال راهکاری برای حل این مشکل بود. در این مقاله، ما از سیستم فازی تطبیقی برای مقابله با این عدم قطعیت‌ها استفاده خواهیم کرد.

## 3-سیستم فازی

در این بخش، سیستم فازی $\hat{\psi}_i$ طراحی می‌شود که تخمینی از عدم قطعیت $\psi_i$ می‌باشد. توجه شود که $i = 1,2$.

درحالت کلی، قواعد اگر-آنگاه فازی که رفتار ورودی خروجی را شرح می‌دهد، می‌تواند بدین صورت نوشته شود:

$$R^l\text{: IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } F_n^l \text{ THEN } y = \bar{y}^l \qquad (25)$$

که $F_1^l$ مجموعه فازی، $\bar{y}^l$ یک مقدار ثابت $M$ ,... ,$l = 1$ تعداد قواعد فازی و $\mathrm{X} = [x_1, \dots, x_n]^{\mathrm{T}}$ و $y$ ، ورودی و خروجی‌های سیستم فازی هستند. درنتیجه خروجی سیستم فازی می‌تواند به‌صورت (26) تعریف شود:

$$y(\mathrm{X}) = \frac{\sum_{l=1}^{M} \bar{y}^l \left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)\right]}{\sum_{l=1}^{M}\left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)\right]} = \theta^{\mathrm{T}}\xi(\mathrm{X}) \qquad (26)$$

که $\theta = [\bar{y}^1, \dots, \bar{y}^M]^{\mathrm{T}}$ بردار مراکز توابع عضویت فازی خروجی با توابع عضویت ورودی $\mu_{F_i^l}$ است. همچنین بردار $\xi(\mathrm{X})$ به‌شکل (27) تعریف شود:

$$\xi^l(\mathrm{X}) = \frac{\prod_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^{M}\left[\prod_{i=1}^{n} \mu_{F_i^l}(x_i)\right]} \qquad (27)$$

پارامترهای بهینه را نیز می‌توان به‌صورت (28) تعریف کرد:

$$\theta^* = \arg\min_{\theta\epsilon\Omega}\left[\sup_{\mathrm{X}\epsilon\mathrm{R}^n} \left||y(\mathrm{X}|\theta) - y(\mathrm{X})|\right|\right] \qquad (28)$$

با محدوده محدب:

$$\Omega = \left\{\theta : \underline{m} \le ||\theta|| \le \overline{m}\right\} \qquad (29)$$

که $\overline{m}$ و $\underline{m}$ پارامترهای ثابت طراحی هستند. خطای تقریب حداقل نیز بدین شکل تعریف می‌شود:

$$\omega_o = y(\mathrm{X}|\theta^*) - y(\mathrm{X}) \qquad (30)$$

**توضیح 1.** به تازگی در [23-25]، نویسندگان یک سیستم فازی برای مدل‌های تک-ورودی تک-خروجی[1] طراحی کرده‌اند و به‌جای این‌که از بردار حالت سیستم به‌عنوان ورودی‌های سیستم فازی استفاده شود، از یک تابع که شامل خطاهای سیستم است بهره برده‌اند. مهمترین مزایای این طرح شامل این موارد می‌باشد:

1- هدف اصلی سیستم فازی تطبیقی ردیابی مسیر مطلوب است. درنتیجه با استفاده از این ورودی فازی که شامل خطاهای سیستم می‌باشد، حساسیت کنترل کننده نسبت به خطا و ردیابی مسیر بیشتر می‌شود.

2- یکی از چالش‌های مهم سیستم فازی تعداد زیاد این قواعد و همچنین انتخاب درست آن‌هاست. بوسیله این طرح، تعداد قواعد فازی تا حد زیادی کاهش می‌یابد.

3- خطاهای سیستم تا حد زیادی کاهش می‌یابد و دقت تخمین سیستم فازی تا حد مطلوبی افزایش می‌یابد.

در این مقاله ما روش پیشنهادی در توضیح 1 را برای سیستم‌های چند-ورودی چند-خروجی[2] گسترش می‌دهیم، به‌طوری‌که ورودی سیستم فازی می‌تواند به‌صورت تابعی از خطاهای ردیابی سیستم نوشته شود. این تابع پیشنهادی به‌صورت $\varXi = \mathrm{K}_1^{\mathrm{T}}\mathrm{E}_1 + \mathrm{K}_2^{\mathrm{T}}\mathrm{E}_2$ است. بنابراین، قواعد اگر-آن‌گاه فازی به‌شکل زیر ساده می‌شود:

$$R^l\text{: IF } \varXi \text{ is } F^l \text{ THEN } \hat{\psi}_i = \bar{y}^l, \qquad (l = 1,2,\dots,M_\varXi) \qquad (31)$$

که $\theta_i = [\bar{y}^1, \dots, \bar{y}^{M_{\varXi i}}]^{\mathrm{T}}$ و پارامترهای بهینه را نیز می‌توان به‌صورت (32) تعریف کرد:

$$\theta_i^* = \arg\min_{\theta_i\epsilon\Omega}\left[\sup_{\varXi\epsilon\mathrm{R},\ \mathrm{X}\epsilon\mathrm{R}^n} \left\|\hat{\psi}_i(\varXi|\theta_i) - \psi_i\right\|\right] \qquad (32)$$

خطای تقریب حداقل فازی بدین شکل تعریف می‌شود:

$$\omega_1 = \hat{\psi}_i(\varXi|\theta_i^*) - \psi_i \qquad (33)$$

**توضیح 2.** توجه شود که ورودی‌های سیستم فازی همچنین می‌توانند به‌صورت دو ورودی با دو تابع مجزای $\mathrm{K}_1^{\mathrm{T}}\mathrm{E}_1$ و $\mathrm{K}_2^{\mathrm{T}}\mathrm{E}_2$ نیز نوشته شوند که البته در این حالت تعداد قوانین فازی چندین برابر می‌شود. در این مقاله ما از بررسی این طرح چشم پوشی می‌کنیم.

## 4-کنترل فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر

کنترل ربات‌ها زمانی پیچیده تر می‌شود که تمام حالت‌های سیستم به دقت قابل اندازه گیری نباشند. بنابرین، به یک کنترل کننده مبتنی بر رویتگر نیاز می‌شود.

**توضیح 3.** به تازگی در [23-25]، نویسندگان یک کنترل فازی تطبیقی مبتنی بر رویتگر ارائه داده‌اند. مهمترین مزایای این طرح شامل این موارد می‌باشد:

1- به بررسی مشکلات و ایرادهای موجود در طراحی‌های پیشین پرداخته شده و راه حلی برای برطرف کردن آن‌ها ارائه گردیده است.

2- در طراحی این روش نیازی به ماتریس‌های $\mathrm{Q}_i, \mathrm{P}_i, \mathrm{Q}_{io}, \mathrm{P}_{io}$، بردار $\mathrm{B}_{si}$ و همچنین فیلتر $L_i$ نیست.

3- این روش بسیار ساده، موثر و مقاوم می‌باشد.

در این مقاله ما روش پیشنهادی در توضیح 3 را برای سیستم‌های چند-ورودی چند-خروجی یک ربات دومحور به‌کار می‌گیریم.

خطای زیر تعریف می‌شوند:

- بردار خطا $\mathrm{E}_i = [e_{1i}, e_{2i}]^{\mathrm{T}}$
- بردار تخمین خطا $\widehat{\mathrm{E}}_i = \mathrm{q}_{di} - \hat{\mathrm{q}}_i = [\hat{e}_{1i}, \hat{e}_{2i}]^{\mathrm{T}}$
- خطای رویتگر $\widetilde{\mathrm{E}}_i = \mathrm{E}_i - \widehat{\mathrm{E}}_i = [\tilde{e}_{1i}, \tilde{e}_{2i}]^{\mathrm{T}}$

کنترل کننده فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر به‌صورت معادله (25) پیشنهاد می‌شود:

$$\mathrm{U} = \mathrm{G}^{-1}(\widehat{\mathrm{X}})\left(-\mathrm{F}(\widehat{\mathrm{X}}) + \beta - \widehat{\psi} - \mathrm{u_s}\right) \qquad (34)$$

که $\mathrm{u_s}=[u_{s1}, u_{s2}]^{\mathrm{T}}$ کنترل مقاوم $H_\infty$ می‌باشد تا سبب پایداری سیستم حلقه بسته شود. با جاگذاری معادله کنترل کننده (34) در معادله ربات (21) و پس از انجام برخی محاسبات ساده، معادله دینامیک خطای

[1] SISO

[2] MIMO



[ DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.6.26.6 ]

سیستم برای هر بازو به‌صورت (35) نوشته می‌شود:

$$\dot{\mathrm{E}}_i = \mathrm{A}_i\mathrm{E}_i + \mathrm{B}_i(\tilde{\psi}_i + u_{si}) \tag{35}$$

که $\tilde{\psi}_i = \hat{\psi}_i - \psi_i$. رویتگر خطا از رابطه (27) بدست می‌آید:

$$\begin{cases}\dot{\widehat{\mathrm{E}}}_i = \left(\mathrm{A}_i - \mathrm{B}_i\mathrm{K}_i^T\right)\widehat{\mathrm{E}}_i + \mathrm{K}_{ci}\tilde{e}_{1i}\\ \hat{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widehat{\mathrm{E}}_i\\ \tilde{e}_{1i} = e_{1i} - \hat{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathrm{E}}_i\end{cases} \tag{36}$$

همچنین $\mathrm{K}_{ci}=[k_{1i}, k_{2i}]^{\mathrm{T}}$ طوری انتخاب می‌شود که ریشه‌های چند جمله‌ای $\mathrm{A}_{si} = \mathrm{A}_i - \mathrm{K}_{ci}\mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}$ هرویتز[1] باشد. همچنین، معادله ریکاتی به‌صورت (37) تعریف می‌شود:

$$\mathrm{A}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i + \mathrm{P}_i\mathrm{A}_i + \mathrm{Q}_i - \mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\left(\frac{2}{\lambda_i} - \frac{1}{\rho_i^2}\right)\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i = 0 \tag{37}$$

به‌طوری‌که $\lambda_i > 0$ و همچنین $\mathrm{Q}_i$ و $\mathrm{P}_i$ ماتریس‌های مثبت معین باشند. سپس به‌وسیله انتخاب یک مقدار کوچک برای پارامتر تضعیف $\rho_i$، پایداری سیستم برمبنای عملکرد $H_\infty$ تضمین خواهد شد.

به‌وسیله (35) و (36) ، معادله دینامیک خطای رویتگر را می‌توان به‌صورت (38) تعریف کرد:

$$\begin{cases}\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_i = \mathrm{A}_{si}\widetilde{\mathrm{E}}_i + \mathrm{B}_i\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right)\\ \tilde{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathrm{E}}_i\end{cases} \tag{38}$$

معادله (38) را می‌تواند این‌چنین نوشت:

$$\tilde{e}_{1i} = H_i(s)\left\{\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right)\right\} \tag{39}$$

که

$$H_i(s) = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}(s\mathrm{I}_{2\times2} - \mathrm{A}_{si})^{-1}\mathrm{B}_i = \frac{1}{s^2 + k_{c1i}s + k_{c2i}} \tag{40}$$

برای این‌که از شرایط اکیداً حقیقی مثبت در پایداری تابع لیاپانوف سیستم استفاده شود، معادله (39) را می‌تواند اینچنین بازنویسی کرد:

$$\tilde{e}_{1i} = H_i(s)L_i(s)\left\{L_i(s)^{-1}\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right)\right\} \tag{41}$$

و فیلتر $L_i(s)$ بگونه ای انتخاب می‌شود که $L_i(s)^{-1}$ یک تابع انتقال پایدار و $H_i(s)L_i(s)$ یک تابع اکیداً حقیقی مثبت باشد. در این مقاله $L_i(s)$ به این صورت تعریف خواهد شد:

$$L_i(s) = b_{1i}s + b_{2i} \tag{42}$$

که $\mathrm{B}_{ci}=[b_{1i}, b_{2i}]^{\mathrm{T}}$ طوری انتخاب می‌شود که ریشه‌های چند جمله‌ای $L_i(s)$ در سمت چپ محور موهومی باشد.

در نتیجه، معادله دینامیک خطای رویتگر را می‌توان به این شکل بازنویسی نمود:

$$\begin{cases}\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_{si} = \mathrm{A}_{\mathrm{si}}\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \mathrm{B}_{si}L_i^{-1}\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right)\\ \tilde{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathrm{E}}_i\end{cases} \tag{43}$$

که $\widetilde{\mathrm{E}}_{si} = [\tilde{e}_{s1i}, \tilde{e}_{s2i}]^{\mathrm{T}}$.

اما طراحی فیلتر $L_i(s)$، خود یک مشکل بزرگ برای طراحی یک کنترل کننده مناسب می‌باشد، مخصوصا برای سیستم‌های مرتبه بالا. طراحی‌های متعددی برای برطرف کردن این مشکل وجود دارد که البته بسیاری از آن‌ها به نتایج مطلوبی ختم نمی‌شوند (برای جزئیات بیشتر مراجع [19,18] را ببینید).

از طرفی دیگر، از رابطه (43) به‌وضوح مشخص است که یک نسخه فیلتر شده $L_i^{-1}\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right)$ وجود دارد و باعث بروز مشکلاتی در مشتق تابع لیاپانوف و همچنین اثبات پایداری خواهد شد. درنتیجه، معادله دینامیک خطای رویتگر(43) را می‌توان مجدد به این شکل بازنویسی کرد:

$$\begin{cases}\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_{si} = \mathrm{A}_{\mathrm{si}}\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \mathrm{B}_{si}\left(\tilde{\psi}_i + w_{oi} + u_{si}\right)\\ \tilde{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathrm{E}}_i\end{cases} \tag{44}$$

[1] Hurwitz

به‌طوری‌که:

$$w_{oi} = L_i^{-1}\left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right) - \left(\tilde{\psi}_i + u_{si}\right) \tag{45}$$

توجه شود که، در این مقاله فرض شده است که تمام حالت‌های سیستم در دسترس نباشند. در نتیجه تابع ورودی سیستم فازی را می‌توان به‌صورت $\hat{\Xi} = \mathrm{K}_1^{\mathrm{T}}\widehat{\mathrm{E}}_1 + \mathrm{K}_2^{\mathrm{T}}\widehat{\mathrm{E}}_2$ نوشت. سپس سیستم فازی به این صورت بازنویسی می‌شود:

$$\hat{\psi}_i\left(\hat{\Xi}\middle|\theta_i\right) = \theta_i^{\mathrm{T}}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) \tag{46}$$

همچنین، خطای تقریب حداقل فازی بدین شکل تعریف می‌گردد:

$$\omega_i = \hat{\psi}_i\left(\hat{\Xi}\middle|\theta_i^*\right) - \psi_i \tag{47}$$

درنهایت، دینامیک خطای رویتگر(44) به این شکل بازنویسی می‌شود:

$$\begin{cases}\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_{si} = \mathrm{A}_{\mathrm{si}}\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \mathrm{B}_{si}\left(\theta_i^{\mathrm{T}}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) + w_i + u_{si}\right)\\ \tilde{e}_{1i} = \mathrm{C}_i^{\mathrm{T}}\widetilde{\mathrm{E}}_i\end{cases} \tag{48}$$

که $w_i = w_{oi} + \omega_i$ و $\tilde{\theta}_i = \theta_i - \theta_i^*$.

**فرض 2.** برای کنترل‌پذیری سیستم، بدون از دست دادن عمومیت فرض می‌شود که عدم قطعیت $w_i$ نامعلوم ولی محدود باشد.

جمله مقاوم و قانون تطبیق به این‌صورت تعریف می‌گردند:

$$u_{si} = -\frac{1}{\lambda_i}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} = -\frac{\tilde{e}_{1is}}{\lambda_i} \tag{49}$$

$$\dot{\theta}_i = -\gamma_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) = -\gamma_i\tilde{e}_{1is}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) \tag{50}$$

همان‌طورکه مشاهده می‌شود، در این طراحی نیازی به ماتریس‌های $\mathrm{Q}_i$، $\mathrm{P}_i$، $\mathrm{Q}_{io}$، $\mathrm{P}_{io}$، بردار $\mathrm{B}_{si}$ و همچنین فیلتر $L_i$ نیست.

**قضیه:** معادله دینامیکی (19) در نظر گرفته می‌شود. سپس به‌وسیله کنترل کننده پیشنهادی (34)، جمله مقاوم (49) و قانون تطبیق (50)، خطای سیستم حلقه بسته به سمت صفر همگرا خواهد شد.

**اثبات قضیه:** تابع لیاپانوف به این‌صورت پیشنهاد می‌گردد:

$$\mathrm{V}_i = \frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \frac{1}{2\gamma_i}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\tilde{\theta}_i \tag{51}$$

با مشتق‌گیری از رابطه $\mathrm{V}_i$ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = \frac{1}{2}&\left\{\dot{\widehat{\mathrm{E}}}_i^T\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\dot{\widehat{\mathrm{E}}}_i\right\} + \frac{1}{2}\left\{\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\dot{\widetilde{\mathrm{E}}}_{si}\right\}\\ &+ \frac{1}{\gamma_i}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\theta}}_i\end{aligned} \tag{52}$$

سپس با جاگذاری (36) و (48) در (52) و پس از انجام برخی محاسبات ساده داریم:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\left\{\left(\mathrm{A}_i - \mathrm{B}_i\mathrm{K}_i^{\mathrm{T}}\right)^T\mathrm{P}_{oi} + \mathrm{P}_{oi}\left(\mathrm{A}_i - \mathrm{B}_i\mathrm{K}_i^{\mathrm{T}}\right)\right\}\widehat{\mathrm{E}}_i\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{C}_{si}\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\left\{\mathrm{A}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i + \mathrm{P}_i\mathrm{A}_{si}\right\}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^T\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}(w_i + u_{si}) + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) + \frac{1}{\gamma_i}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\theta}}_i\end{aligned} \tag{53}$$

با استفاده از (24) و (37) داریم:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &-\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{C}_{si}\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i\\ &+\frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\left\{\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\left(\frac{2}{\lambda_i} - \frac{1}{\rho_i^2}\right)\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i - \mathrm{Q}_i\right\}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}(w_i + u_{si})\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) + \frac{1}{\gamma_i}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\theta}}_i\end{aligned} \tag{54}$$

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &-\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{C}_{si}\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i - \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si}\\ &+\frac{1}{\lambda_i}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} - \frac{1}{2\rho_i^2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si}\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}(w_i + u_{si})\\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^T\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\xi_i\left(\hat{\Xi}\right) + \frac{1}{\gamma_i}\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\theta}}_i\end{aligned} \tag{55}$$

به‌وسیله قانون تطبیق (50)، معادله (55) به این شکل نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &-\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^T \mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^T \mathrm{C}_{si}\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i - \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} \\ &+\frac{1}{\lambda_i}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} - \frac{1}{2\rho_i^2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} \\ &+\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}(w_i + u_{si}) \end{aligned} \tag{56}$$

زیرا $\tilde{\theta}_i^{\mathrm{T}}\left(\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\xi_i(\hat{\Xi}) + \frac{1}{\gamma_i}\dot{\tilde{\theta}}_i\right) = 0$ .

**توضیح 4.** دقت شود که در این مقاله $\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i$ می‌تواند یک بخش از عدم قطعیت $w_i$ باشد. زیرا $\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{C}_i\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i = \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{K}_{ci}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i$. درنتیجه نیازی به یک ترم مقاوم اضافه برای جبران این عدم قطعیت نیست. در حالی‌که، در [26-29] یک جمله مقاوم اضافی برای جبران این عدم قطعیت درنظر گرفته شده است.

حالا با جاگذاری (49)، معادله (56) به این شکل نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &-\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i - \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} \\ &-\frac{1}{2\rho_i^2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}w_i \end{aligned} \tag{57}$$

زیرا $\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}u_{si} = -\frac{1}{\lambda_i}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si}\mathrm{B}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si}$. با توجه به معادله (57) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned}\dot{\mathrm{V}}_i = &-\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i - \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} \\ &+\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\rho_i}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si} - \rho_i w_i\right)^{\mathrm{T}}\left(\frac{1}{\rho_i}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si} - \rho_i w_i\right) \\ &+\frac{1}{2}\rho_i^2\left(w_i^{\mathrm{T}}w_i\right) \end{aligned} \tag{58}$$

و سپس خواهیم داشت:

$$\dot{\mathrm{V}}_i \le -\frac{1}{2}\widehat{\mathrm{E}}_i^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_{oi}\widehat{\mathrm{E}}_i - \frac{1}{2}\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{Q}_i\widetilde{\mathrm{E}}_{si} + \frac{1}{2}\rho_i^2\left(w_i^{\mathrm{T}}w_i\right) \tag{59}$$

زیرا $-\left((1/\rho_i)\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^T\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si} - \rho_i w_i\right)^{\mathrm{T}}\left((1/\rho_i)\widetilde{\mathrm{E}}_{si}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}_i\mathrm{B}_{si} - \rho_i w_i\right) \le 0$ معادله (59) می‌تواند نوشته شود به‌صورت

$$\dot{\mathrm{V}}_i \le -\frac{1}{2}\mathbb{E}_i^{\mathrm{T}}\mathbb{Q}_i\mathbb{E}_i + \rho_i^2\left(w_i^{\mathrm{T}}w_i\right) \tag{60}$$

به‌طوری‌که $\mathbb{E}_i = \left[\widehat{\mathrm{E}}_i, \widetilde{\mathrm{E}}_{si}\right]^{\mathrm{T}}$ و $\mathbb{Q}_i = \mathrm{diag}[\mathrm{Q}_{oi}, \mathrm{Q}_i]$. به وضوح مشخص است که به‌وسیله انتخاب یک مقدار کوچک برای ضریب تضعیف $\rho_i$ پایداری سیستم تضمین خواهد شد. سپس با انتگرال‌گیری از نامعادله (60) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}&\int_0^{\mathrm{T}}\dot{\mathrm{V}}_i(t) \le -\frac{1}{2}\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|\mathbb{E}_i\right|\right|_{\mathbb{Q}_i}^2 dt + \frac{1}{2}\rho_i^2\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|w_i\right|\right|^2 dt \\ &2\left(\mathrm{V}_i(\mathrm{T}) - \mathrm{V}_i(0)\right) \le -\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|\mathbb{E}_i\right|\right|_{\mathbb{Q}_i}^2 dt + \rho_i^2\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|w_i\right|\right|^2 dt \\ &2\mathrm{V}_i(\mathrm{T}) + \int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|\mathbb{E}_i\right|\right|_{\mathbb{Q}_i}^2 dt \le 2\mathrm{V}_i(0) + \rho_i^2\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|w_i\right|\right|^2 dt \end{aligned} \tag{61}$$

در نتیجه اگر $\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|w_i\right|\right|^2 dt$ محدود باشد، بنابراین $\int_0^{\mathrm{T}}\left|\left|\mathbb{E}_i\right|\right|_{\mathbb{Q}_i}^2$ هم محدود است و نهایتاً خواهیم داشت:

$$\lim_{t\to\infty}\mathbb{E} = 0 \Rightarrow \begin{cases}\lim_{t\to\infty}\widehat{\mathrm{E}}_i = 0 \\ \lim_{t\to\infty}\widetilde{\mathrm{E}}_{si} = 0\end{cases} \Rightarrow \lim_{t\to\infty}\mathrm{E}_i = 0 \tag{62}$$

**توضیح 5.** برای این‌که تضمین کنیم پارامترهای فازی $\theta_i$ همواره در محدوده مشخصی قرار می‌گیرند، می‌توان از یک الگوریتم ساده استفاده کرد، به‌طوری‌که:

$$\theta_i = \begin{cases}\int_0^t\dot{\theta}_i\, d\tau + \theta_i(0) & \underline{m}_i < \|\theta_i\| < \overline{m}_i \\ \overline{m}_i & \|\theta_i\| \ge \overline{m}_i \\ \underline{m}_i & \|\theta_i\| \le \underline{m}_i\end{cases} \tag{63}$$

که $\underline{m}_i$ و $\overline{m}_i$ پارامترهای ثابتی هستند که به وسیله طراح پیش‌بینی می‌شوند. "شکل 2" دیاگرام بلوکی کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد.

## 5- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، برای نشان دادن اثر بخشی طرح کنترلی پیشنهادی، کنترل کننده پیشنهاد شده در (34) بر روی مدل پیشنهادی (20) پیاده‌سازی می‌شود. همچنین برای نمایش مقاوم بودم این طرح در برابر عدم قطعیت‌ها، شبیه‌سازی تحت عدم قطعیت‌های مختلف بررسی می‌شود:

$$\psi_1 = \psi_2 = \begin{cases}\partial_1 & t < 10 \\ \partial_1 + \partial_2 & t \ge 10\end{cases} \tag{64}$$

که

$$\partial_1 = \sin(\pi t) \tag{65}$$

$$\partial_2 = 3\sin(2\pi t) \tag{66}$$

در واقع برای زمان‌های قبل از 10 ثانیه، عدم قطعیت $\partial_1$ را برا هریک از بازوهای خواهیم داشت و همچنین پس از گذشت مدت زمان 10 ثانیه، فرض می‌شود که عدم قطعیت $\partial_2$ به آن افزوده شود.

سه تابع عضویت $\mu_l(\hat{\Xi}) = \exp\left[-\left((\hat{\Xi} + c_l)/\sigma_l\right)^2\right]$ برای سیستم فازی درنظر گرفته شده است، به‌طوری‌که $l = 1,2,3$، $c_l = \{-1, 0, 1\}$ و $\sigma_l = 0.3$. شرایط اولیه پارامترهای فازی به‌طور تصادفی بین 2 و 2- انتخاب شده اند و همچنین در این شبیه‌سازی پارامترهای $\overline{m}_i$ و $\underline{m}_i$ بزرگ درنظر گرفته شده است. جدول 1 پارامترهای کنترل کننده را نشان می‌دهد. در کنترلر طراحی شده، حوزه پیش‌بینی توابع فازی و میزان ضرایب پیشنهاد شده برای جدول 1، توسط طراح و بسته به تلاش کنترلی، زمان نشست و میزان فراجهش پاسخ‌ها و همچنین بزرگی اغتشاشات وارده به سیستم تعیین می‌گردد. برای تضمین پایداری سیستم برمبنای عملکرد $H_\infty$، پارامتر $\lambda_i$ بسیارکوچک تعیین می‌شود. همان‌طور که قبلاً ذکر گردید، در این روش نیازی به طراحی ماتریس‌های $\mathrm{P}_{io}$, $\mathrm{Q}_{io}$, $\mathrm{P}_i$, $\mathrm{Q}_i$، بردار $\mathrm{B}_{si}$ و همچنین فیلتر $L_i$ نیست. علاوه‌براین، پارامترهای مربوط به سیستم ترکیبی شده ربات و موتور در جدول 2 پیشنهاد شده اند.

در "شکل‌های 3 و 4" ردگیری مسیر مرجع برای بازوهای اول و دوم ربات نشان داده شده‌اند و همچنین خطاهای ردگیری آن‌ها در "شکل 5" ارائه شده است. براساس "شکل‌های 5-3"، به‌خوبی مشخص است که

**جدول 1** پارامترهای طراحی کنترل

**Table 1** The control design parameters

| پارامترها | مقدار |
|---|---|
| $\gamma_i$ | 1500 |
| $\lambda_i$ | 0.0002 |
| $\mathrm{K}_{1i} = \mathrm{K}_{2i}$ | $[50, 50]^{\mathrm{T}}$ |
| $\mathrm{K}_{c1i} = \mathrm{K}_{c2i}$ | $[30, 30]^{\mathrm{T}}$ |
| $\mathrm{Q}_i$, $\mathrm{P}_i$, $\mathrm{Q}_{oi}$, $\mathrm{P}_{oi}$, $\mathrm{B}_{si}$ and $L_i$ | نیاز نیست |

**جدول 2** پارامترهای طراحی ربات و موتور

**Table 2** The robot and motor design parameters

| پارامترها | مقدار |
|---|---|
| $J_i$ | 0.0002 |
| $B_i$ | 0.001 |
| $k_{bi}$ | 50 |
| $k_{mi}$ | 1 |
| $m_1$ | 0.5 |
| $m_2$ | 0.5 |
| $l_1$ | 0.5 |
| $l_2$ | 0.8 |
| $g$ | 9.81 |

خطاهای ردیابی مسیر مرجع در ناحیه کوچکی و در نزدیکی نقطه صفر قرار گرفته‌اند. همچنین چترینگ[1] در خروجی سیستم تا حد بسیار مطلوبی حذف شده است. علاوه بر این، "شکل‌های 6 و 7" تخمین مسیر مرجع $\hat{\mathrm{q}}_i = [\hat{q}_{1i}, \hat{q}_{2i}]^{\mathrm{T}}$ برای بازوهای اول و دوم ربات را نشان می‌دهد و خطاهای این ردگیری‌ها در "شکل‌های 8 و 9" قابل مشاهده می‌باشند. براساس "شکل‌های 9-6"، می‌توان گفت که تخمین خروجی‌های سیستم با همان زاویه جابجایی بازوی ربات بخوبی انجام پذیرفته است و این تخمین‌ها دارای خطای بسیار کم و مطلوبی هستند. درنهایت "شکل 10" جریان اعمالی به موتورها را نشان می‌دهند. باید توجه شود که افزایش ورودی‌ها بعد از 10 ثانیه به‌علت افزایش عدم قطعیت‌های سیستم در این محدوده زمانی می‌باشد.

باتوجه به نتایج شبیه سازی می‌توان گفت که طرح پیشنهادی قابلیت حفظ عملکرد سیستم تحت عدم قطعیت‌های مختلف را دارا می‌باشد. بعبارت دیگر, تغییرات ناگهانی عدم قطعیت‌ها باعث ناپایداری یا عملکرد نامطلوب سیستم نمی‌شود.

کنترل پیشنهادی دارای مزایایی نظیر محاسبات کم، سادگی، دقت، پایداری و مقاوم بودن است و نتایج شبیه‌سازی نیز بخوبی تایید کننده این مزیت‌هاست. می‌توان گفت که، دلیل آن بهره‌گیری همزمان این طرح از مزایای سیستم فازی بهینه شده، یک طرح کنترلی مبتنی بر رویتگر دقیق با یک کنترل مقاوم ساده و درنهایت یک معادله دینامیکی ترکیب شده برای سیستم ربات دو محور است.

با به‌کارگیری یک معادله دینامیکی ساده و دقیق، این طرح کنترلی از به‌کارگیری ایده‌ای جداگانه برای طراحی ورودی موتورها بی‌نیاز است. بعبارت دیگر، جریان ورودی موردنیاز برای حرکت ربات‌ها به‌طور مستقیم توسط طرح پیشنهادی طراحی می‌شود. در نتیجه می‌توان گفت که به وسیله این طرح در هزینه‌های مربوط به کنترل نیز صرفه‌جویی خواهد شد. همچنین مزیت مهم این مدل، جبران همزمان عدم قطعیت‌های مربوط دینامیک ربات و موتور است.

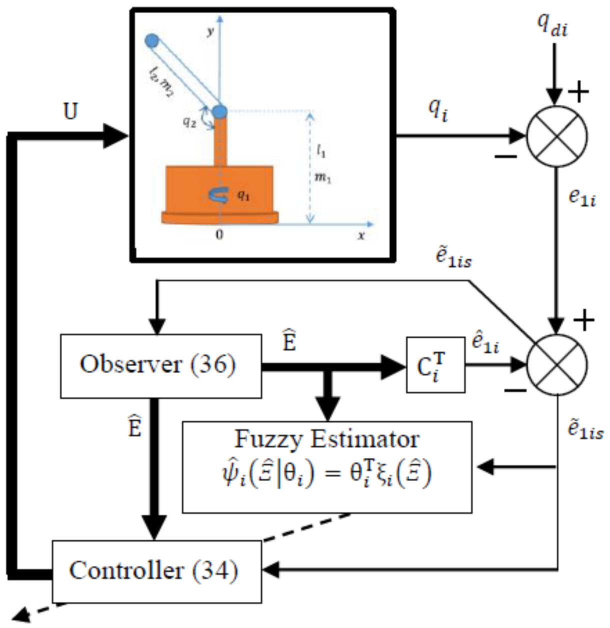


**Fig. 2** Block diagram of the proposed control scheme

**شکل 2** دیاگرام بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

[1] Chattering

**توضیح 6**. توجه شود که چندین شبیه‌سازی برای طرح کنترل پیشنهادی بر روی سیستم ربات (20) انجام شده است و نتایج شبیه‌سازی برای تمام آن‌ها پایداری، مقاوم بودن و حفظ عملکرد سیستم کنترلی را براساس پارامترهای طراحی جدول 1 نشان می‌دهد. همچنین چندین شبیه سازی نیز برای سیستم فازی که از حالات سیستم بعنوان ورودی‌های فازی استفاده می‌کند انجام شد. نتایج شبیه‌سازی عملکرد بهتر سیستم فازی تطبیقی پیشنهادی این مقاله را (سیستم فازی با تابع خطا به‌عنوان ورودی فازی) بخوبی نشان

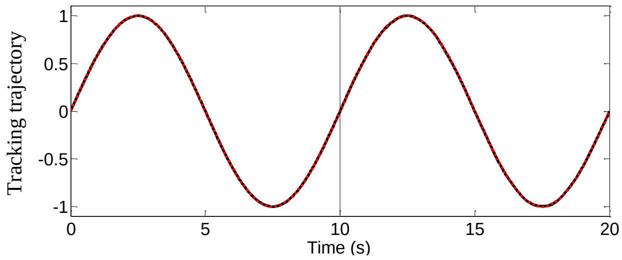


**Fig. 3** Reference trajectory $q_{d1}$ (dotted) and tracking trajectory $q_1$ (solid)

**شکل 3** مسیر مرجع $q_{d1}$ (نقطه چین) و ردگیری مسیر $q_1$ (ممتد)

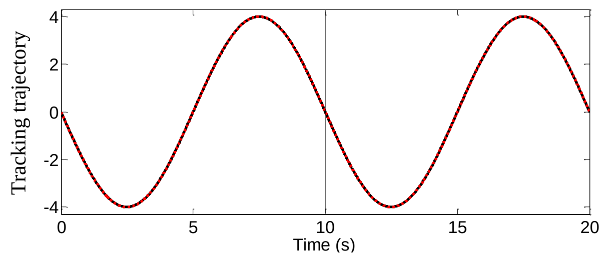


**Fig. 4** Reference trajectory $q_{d1}$ (dotted) and tracking trajectory $q_1$ (solid)

**شکل 4** مسیر مرجع $q_{d2}$ (نقطه چین) و ردگیری مسیر $q_2$ (ممتد)

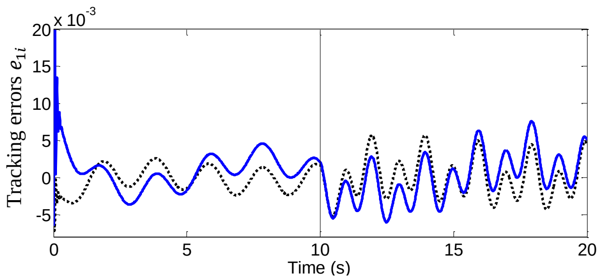


**Fig. 5** Tracking errors of reference trajectories $e_{11}$ (dotted) and $e_{12}$ (solid)

**شکل 5** خطاهای ردیابی $e_{11}$ (نقطه چین) و $e_{12}$ (ممتد)

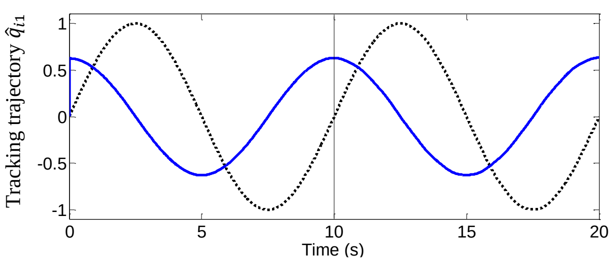


**Fig. 6** Reference trajectory $\hat{q}_{11}$ (dotted) and tracking trajectory $\hat{q}_{21}$ (solid), for first link

**شکل 6** تخمین ردگیری مسیر $\hat{q}_{11}$ (نقطه چین) $\hat{q}_{21}$ (ممتد)، برای محور اول

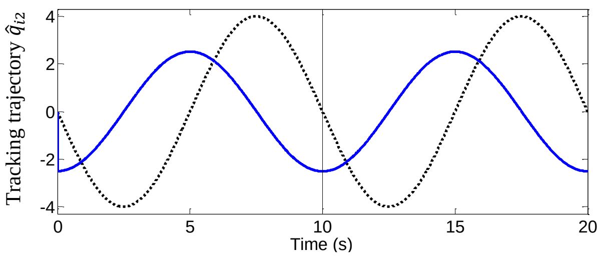


**Fig. 7** Reference trajectory $\hat{q}_{12}$ (dotted) and tracking trajectory $\hat{q}_{22}$ (solid), for second link

**شکل 7** تخمین ردگیری مسیر $\hat{q}_{11}$ (نقطه چین) $\hat{q}_{21}$ (ممتد)، برای محور دوم

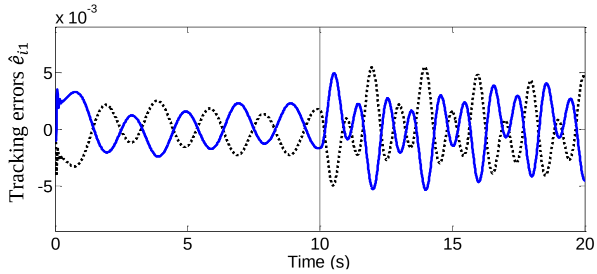


**Fig. 8** Tracking errors of estimated trajectories $\hat{e}_{11}$ (dotted) and $\hat{e}_{21}$ (solid), for first link

**شکل 8** خطاهایی تخمین ردیابی $\hat{e}_{11}$ (نقطه چین) و $\hat{e}_{21}$ (ممتد)، برای محور اول

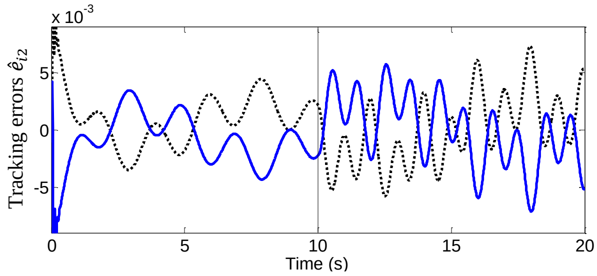


**Fig. 9** Tracking errors of estimated trajectories $\hat{e}_{12}$ (dotted) and $\hat{e}_{22}$ (solid), for second link

**شکل 9** خطاهایی تخمین ردیابی $\hat{e}_{12}$ (نقطه چین) و $\hat{e}_{22}$ (ممتد)، برای محور دوم

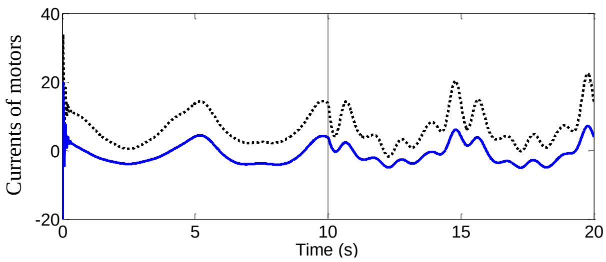


**Fig. 10** Currents of motors, $I_1$ (dotted) and $I_2$ (solid)

**شکل 10** جریان موتورها، $I_1$ (نقطه چین) و $I_2$ (ممتد)

می‌دهد. در نتیجه از نمایش این نتایج شبیه‌سازی و این مقایسه‌ها صرف‌نظر می‌شود و تنها به ذکر نتایج حاصل از آن بسنده شده است.

## 6- نتیجه گیری

در این مقاله یک معادله دینامیکی برای ربات جابجاگر طراحی شده است که ترکیبی از مدل دینامیکی ربات و موتور محرک آن است. یک کنترل کننده فازی تطبیقی مبتنی بر رویتگر نیز برای کنترل این مدل دینامیکی درنظر گرفته شده است که درواقع موجب کنترل جریان سیستم ربات می‌شود. به‌وسیله این طرح کنترلی می‌توان بر عدم قطعیت‌های نامعلوم کل سیستم غلبه کرد و همچنین عملکرد سیستم کنترلی را در میان سطوح متفاوتی از تغییرات این عدم قطعیت‌ها حفظ نمود. سیستم فازی پیشنهادی که از تابع فیدبک خروجی خطا بهره می‌برد، علاوه‌بر کاهش قوانین فازی سبب بهبود عملکرد این سیستم نیز می‌شود. طرح کنترلی پیشنهادی در این مقاله بسیار ساده، موثر و مقاوم می‌باشد و علاوه بر کاهش دادن محاسبات، می‌توان باعث کاهش هزینه‌های مربوط به مبحث کنترل نیز بشود. نتایج شبیه سازی به‌خوبی تاثیر طرح کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد. چترینگ و خطاهای ردیابی تا حد زیادی کاهش یافته است و ردیابی سیستم بسیار مطلوب است. همچنین این طراحی محدود به کنترل ربات‌ها نمی‌شود و می‌تواند برای یک کلاس از سیستم‌های چند ورودی چند خروجی به‌کارگیری شود.

## 7- مراجع


[1] J. Peng, J. Wang, Y. Wang, Neural network based robust hybrid control for robotic system: An H∞ approach, *Nonlinear Dynamics*., Vol. 65, No. 4, pp. 421–431, 2011.

[2] J. C. Fernandez, L. Penalver, V. Hernandez, J. Tornero, High performance algorithm to obtain Johansson adaptive control in robot manipulators, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*., Vol. 9, No. 2, pp. 167–176, 2004.

[3] J. V. Miro, A. S. White, Modelling an industrial manipulator a case study, *Simulation practice and theory*, Vol. 9, No. 6, pp. 293–319, 2002.

[4] F. Reyes, R. Kelly, Experimental evaluation of model-based controllers on a direct-drive robot arm, *Mechatronics*, Vol. 11, No. 3, pp. 267–282, 2001.

[5] M. M. Fateh, S. Khorashadizadeh, Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty, *Nonlinear Dynamics*., Vol. 69, No. 3, pp. 1465–1477, 2012.

[6] L. X. Wang, Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems, *IEEE Transactions on fuzzy systems*., Vol. 1, No. 2, pp. 146–155, 1993.

[7] R. Shahnazi, M. R. Akbarzadeh-T, PI adaptive fuzzy control with large and fast disturbance rejection for a class of uncertain nonlinear systems, *IEEE Transactions on fuzzy systems*., Vol. 16, No. 1, pp. 187–197, 2008.

[8] J. Peng, Y. Liu, J. Wang, Fuzzy adaptive output feedback control for robotic systems based on fuzzy adaptive observer, *Nonlinear Dynamics*, Vol. 78, No. 2, pp. 789–801, 2014.

[9] H. J. Rong, S. Han, G. S. Zhao, Adaptive fuzzy control of aircraft wing-rock motion, *Applied Soft Computing*., Vol. 14, pp. 181–193, 2014, doi.org/10.1016/j.asoc.2013.03.001.

[10] S. Labiod, M. S. Boucherit, T. M. Guerra, Adaptive fuzzy control of a class of MIMO nonlinear systems, *Fuzzy sets and systems*., Vol. 151, No. 1, pp. 59–77, 2005.

[11] M. A. Llama, A. Flores, V. Santibáñez, R. Campa, Global convergence of a decentralized adaptive fuzzy control for the motion of robot manipulators: Application to the Mitsubishi PA10-7CE as a Case of Study, *Journal of Intelligent & Robotic Systems*., Vol. 82, No. 3–4, pp. 363–377, 2016.

[12] W. He, Y. Dong, C. Sun, Adaptive neural impedance control of a robotic manipulator with input saturation, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*., Vol. 46, No. 3, pp. 334–344, 2016.

[13] J. He, M. Luo, Q. Zhang, J. Zhao, L. Xu, Adaptive fuzzy sliding mode controller with nonlinear observer for redundant manipulators handling varying external force, *Journal of Bionic Engineering*., Vol. 13, No. 4, pp. 600–611, 2016.

[14] H. Chaudhary, V. Panwar, R. Prasad, N. Sukavanam, Adaptive neuro fuzzy based hybrid force/position control for an industrial robot manipulator, *Journal of Intelligent Manufacturing*., Vol. 27, No. 6, pp. 1299–1308, 2016.

[15] W. Chang, S. Tong, Y. Li, Adaptive fuzzy backstepping output constraint control of flexible manipulator with actuator saturation, *Neural Computing and Applications*., pp. 1–11, 2016. doi:10.1007/s00521-016-2425-2

[16] N. Goléa, A. Goléa, K. Barra, T. Bouktir, Observer-based adaptive control of robot manipulators: Fuzzy systems approach, *Applied Soft Computing*, Vol. 8, No. 1, pp. 778–787, 2008.

[17] T. C. Lin, H. L. Liu, M. J. Kuo, Direct adaptive interval type-2 fuzzy control of multivariable nonlinear systems, *Engineering Applications of Artificial Intelligenc e*, Vol. 22, No. 3, pp. 420–430, 2009.

[18] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Ettefagh, Robust adaptive control of a bio-inspired robot manipulator using bat algorithm, *Expert Systems with Applications*., Vol. 56, pp. 164–176, 2016. doi:org/10.1016/j.eswa.2016.03.006

[19] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Ettefagh, Hybrid neural network fraction integral terminal sliding mode control of an Inchworm robot manipulator, *Mechanical Systems and Signal Processing*., Vol. 80, pp. 117–136, 2016. doi:org/10.1016/j.ymssp.2016.04.004

[20] M. Rahmani, A. Ghanbari, M. M. Ettefagh, A novel adaptive neural network integral sliding-mode control of a biped robot using bat algorithm, *Journal of Vibration and Control*, pp., 2016. doi:1077546316676734

[21] Z. G. Zahan, A. A. Kalat, M. M. Fateh, Robust adaptive impedance control in scara robot manipulator for robotic cell injection, *Modares Mechanical Engineering*., Vol. 16, No. 12, pp. 637–647, 2016.

[22] F. Yousefi, K. Alipour, B. Tarvirdizadeh, A. Hadi, Control of knee rehabilitation robot based on combination of backstepping and admittance algorithms, *Modares Mechanical Engineering*., Vol. 16, No. 12, pp. 135–143, 2016.

[23] H. F. Ghavidel, A. A. Kalat, Observer-based robust composite adaptive fuzzy control by uncertainty estimation for a class of nonlinear systems, *Neurocomputing*, Vol. 230, No. 22, pp. 135–143, 2017. doi: 10.1016/j.neucom.2016.12.001

[24] H. F. Ghavidel, A. A. Kalat, Observer-based hybrid adaptive fuzzy control for affine and nonaffine uncertain nonlinear systems, *Neural Computing and Applications.*, 2017. doi: 10.1007/s00521-016-2732-7.

[25] H. F. Ghavidel, A. A. Kalat, Robust composite adaptive fuzzy identification control of uncertain mimo nonlinear systems in the presence of input saturation, *The Arabian Journal for Science and Engineering*, 2017. doi: 10.1007/s13369-017-2552-9.

[26] M. M. Arefi, M. R. Jahed Motlagh, Observer based adaptive neural control of uncertain MIMO nonlinear systems with unknown control direction, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*., Vol. 27, No. 9, pp. 741–754, 2013.

[27] Q. Kang, W. Wang, Adaptive fuzzy controller design for a class of uncertain nonlinear MIMO systems, *Nonlinear Dynamics*., Vol. 59, No. 4, pp. 579–591, 2010.

[28] G. G. Rigatos, A differential flatness theory approach to observer-based adaptive fuzzy control of MIMO nonlinear dynamical systems, *Nonlinear Dynamics*., Vol. 76, No. 2, pp. 1335–1354, 2014.

[29] S. Tong, H. X. Li, W. Wang, Observer-based adaptive fuzzy control for SISO nonlinear systems, *Fuzzy sets and systems*., Vol. 148, No. 3, pp. 355–376, 2004.

[30] C. Van Pham, Y. N. Wang, Robust adaptive trajectory tracking sliding mode control based on neural networks for cleaning and detecting robot manipulators, *Journal of Intelligent & Robotic Systems*., Vol. 79, No. 1, pp. 101, 2015.



[ DOR: 20.1001.1.10275940.1396.17.6.26.6 ]