

کنترل مقاوم فازی رباتیک رانده شده با موتورهای سنکرون مغناطیس دائم در حضور عدم قطعیت

سروش زاهدی^۱، عبدالرسول قاسمی^{۲*}، سیامک آذرگوشاسب^۳، نجمه چراغی شیرازی^۴

۱. کارشناس ارشد برق، دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران

۲. استادیار، دانشکده برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران

۳. استادیار گروه کنترل دانشکده برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران

۴. استادیار گروه الکترونیک دانشکده برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران

چکیده

موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به دلیل مزایای متعدد از جمله چگالی توان بالا، بازده بالا، نویز پایین، تعمیر و نگهداری ساده و ارزان در کاربردهای نظامی استفاده می شوند. در این مقاله، یک کنترل کننده مقاوم فازی مستقل از مدل برای بازوی مکانیکی ربات ارائه می شود که توسط موتورهای سنکرون مغناطیس دائم هدایت می شوند. اگرچه روش های کنترل مقاوم به منظور غلبه بر عدم قطعیت ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی هستند، پیشنهاد شده اند ولی به دلیل پیچیدگی دینامیک ربات با مشکل مواجه هستند. یک سیستم فازی می تواند به عنوان یک تقریبگر عمومی برای تقریب هر تابع غیرخطی استفاده شود. در این مقاله، با توجه به اینکه مفصل های بازوی ربات، گشتاورهای بار PMSM ها هستند، عدم قطعیت های مربوط به دینامیک بازوی ربات به معادلات ولتاژ PMSM ها منتقل شده است. عدم قطعیت ها در قانون کنترل با استفاده از سیستم های فازی تخمین و جبران می شوند. برخلاف بسیاری از کارهای مرتبط قبلی که معادلات الکتریکی PMSM را نادیده می گیرند، هر دو معادلات الکتریکی و مکانیکی در نظر گرفته شده اند. بر اساس لم باربلات، همگرایی مجانبی خطای ردیابی به صفر تضمین شده است. مطالعه موردی یک بازوی ربات هنرمند است که توسط PMSM ها هدایت می شود. در مقایسه با یک کنترل کننده مقاوم برای یک بازوی ربات تک مفصلی که توسط PMSM فعال می شود، روش پیشنهادی به دلیل پاسخ های سریع تر و صاف تر، برتر است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که خطای تنظیم خیلی سریع به صفر می رسد (کمتر از ۱/۲ ثانیه).
واژه های کلیدی: کنترل مقاوم، عدم قطعیت، کنترل فازی، موتورهای سنکرون مغناطیس دائم، بازوی ماهر رباتیک.

Fuzzy Robust Control of Robotic Driven by Permanent Magnet Synchronous Motors in the Presence of Uncertainty

Sorush Zahedi¹, Abdolrasool Ghasemi^{2*}, Siamak Azargoshasb³, Najmeh Cheraghi-Shirazi⁴

1. MSc., Faculty of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Bushehr, Iran

2,3,4. Assistant Prof., Faculty of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Bushehr, Iran

Abstract

Permanent Magnet Synchronous Motors are used in military applications due to their numerous advantages, including high power density, high efficiency, low noise, and simple and inexpensive maintenance. This paper, a model-independent adaptive fuzzy robust controller is presented for a mechanical robot arm driven by permanent magnet synchronous motors. Although robust control methods have been proposed in order to overcome the uncertainties that include parametric uncertainty, unmodeled dynamics, and external disturbances, they face problems due to the complexity of robot dynamics. A fuzzy system can be used as a general approximator to approximate any nonlinear function. In this article, considering that the joints of the robot arm are the load torques of PMSMs, the uncertainties related to the dynamics of the robot arm have been transferred to the voltage equations of PMSMs. Uncertainties in the control law are estimated and compensated using fuzzy systems. Unlike many previous related works that ignore the electrical equations of PMSM, both electrical and mechanical equations are considered. Based on Barblat's lemma, the asymptotic convergence of the tracking error to zero is guaranteed. A case study is an artist robot arm driven by PMSMs. Compared to a robust controller for a single-joint robot arm actuated by PMSM, the proposed method is superior due to faster and smoother responses. The simulation results show that the regulation error quickly drops to zero (less than 1.2 sec).

Key words: Robust Control, Uncertainty, Fuzzy Control, Permanent Magnet Synchronous Motors, Robot Manipulators.

امروزه اتوماسیون نقش مهمی در زندگی بشر به عهده دارد و بسیاری از جنبه‌های زندگی فردی و اجتماعی انسان از قبیل بهداشت، صنعت، کشاورزی، اقتصاد، قانون، سیاست تحت تأثیر آن قرار دارد. معمولاً اتوماسیون به معنی استفاده از رباتها در محیط‌های صنعتی تلقی می‌شود. موتورهای سنکرون مغناطیس دائم به دلیل ویژگی‌های مورد علاقه خود مانند نسبت گشتاور به حجم بالا، عملکرد قابل اعتماد و راندمان بالا کاربردهای گسترده‌ای در صنایع مختلف دارند. بسیاری از سیستم‌های رباتیک و درایوهای ماشین ابزار توسط PMSM¹ ها فعال می‌شوند [۱-۲].

موقعیت و کنترل سرعت PMSMs اغلب در گذشته مطالعه شده است. یک کنترل کننده عصبی برای PMSM نامعلوم در [۳] ارائه شده است. شبکه‌های عصبی موجک بازگشتی برای کنترل هوشمند PMSMs در [۴] استفاده شده‌اند. یک کنترل کننده موقعیت هوشمند برای PMSM با استفاده از شبکه ارتباطی مدل مخچه عصبی فازی بازگشتی در [۵] توسعه داده شده است. کنترل کننده‌های ارائه شده در [۳-۵] نمی‌توانند معادلات الکتریکی PMSM را در نظر بگیرند و طراحی کنترل کننده را تنها با در نظر گرفتن معادله حرکت مکانیکی موتور ساده‌سازی می‌کنند. بنابراین، سهم این مقاله ارائه یک کنترل کننده موقعیت برای PMSM ها با در نظر گرفتن معادلات الکتریکی و مکانیکی موتورها و بازوی مکانیکی ربات است.

یک رویکرد جدید برای کنترل سرعت غیرخطی بهینه PMSM در [۶] ارائه شده است. با این حال، روش طراحی آن پیچیده است و تخمین اغتشاش خارجی با استفاده از مشاهده گر در این روش مورد نیاز است. در [۷]، یک کنترل کننده تنظیم موقعیت PID برای سیستم‌های رباتیک فعال شده توسط PMSM ارائه شده است، با این وجود، سیستم را تا یک درجه آزادی بازوی مکانیکی ربات ساده می‌کند. یک کنترل کننده ساختار متغیر زمان گسسته برای PMSM ها در [۸] پیشنهاد شده است، در حالی که همگرایی خطای ردیابی به صفر تضمین نشده است. در [۹]، یک کنترل کننده مد لغزشی سریع غیرمنفرد برای PMSM ایجاد شده است که در آن حد بالای گشتاور بار و مشتق زمانی آن مورد نیاز است. در [۱۰]، یک کنترل کننده برای سیستم‌های رباتیک که توسط PMSM ها هدایت می‌شوند، ارائه شده است. با این حال، به دینامیک بازوی ربات در قانون کنترل نیاز دارد. بنابراین، سایر مشارکت‌های این مقاله ارائه یک کنترل کننده بدون مدل برای بازوی مکانیکی رباتی است که توسط PMSMs هدایت می‌شود و همگرایی مجانبی خطای ردیابی را به صفر تضمین می‌کند.

کنترل مبتنی بر مدل بازوی مکانیکی ربات با استفاده از PMSM در [۱] بر اساس این فرض ارائه شده است که مدل ریاضی دقیق سیستم موجود است و می‌تواند در قانون کنترل استفاده شود. با این

حال، رویکردهای مبتنی بر مدل مانند خطی‌سازی بازخورد با برخی مشکلات مهم در پیاده‌سازی عملی مواجه هستند [۱۱]. دلیل اول این است که ایجاد یک مدل دقیق ریاضی کار دشواری است، زیرا بازوی مکانیکی ربات، سیستم‌های چند متغیره پیچیده غیرخطی با عدم قطعیت‌های ساختاریافته و بدون ساختار هستند. نیاز سنجش یکی دیگر از چالش‌های رویکردهای مبتنی بر مدل است [۱۲].

بازوهای رباتیک سیستم‌های غیرخطی چندمتغیره با تزویج بالا و انواع عدم قطعیت‌ها هستند. اگرچه روش‌های کنترل مقاوم و تطبیقی به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی و خطای گسسته‌سازی هستند، پیشنهاد شده‌اند ولی به دلیل پیچیدگی دینامیک ربات با مشکل مواجه هستند. یک سیستم فازی می‌تواند به عنوان یک تقریب گر عمومی برای تقریب هر تابع غیرخطی استفاده شود. از این ویژگی سیستم‌های فازی در طراحی کنترل کننده‌های فازی تطبیقی به خوبی استفاده شده است. همچنین سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی بر مبنای تضمین پایداری طراحی می‌شوند. بنابراین، در این مقاله، یک مدل کنترل کننده آزاد برای بازوی مکانیکی ربات که توسط PMSMs هدایت می‌شوند ارائه می‌شود که در آن عدم قطعیت‌ها با استفاده از سیستم‌های فازی تطبیقی تخمین می‌شوند. ما شاهد کاربردهای گسترده شبکه‌های عصبی مختلف، سیستم‌های فازی و رویکردهای یادگیری ماشین در کنترل تطبیقی و مقاوم بازوی مکانیکی ربات و سایر سیستم‌ها [۱۳-۱۵] به دلیل خاصیت تقریب کلی آن‌ها بوده ایم. موازی بودن و قابلیت‌های یادگیری عالی از دیگر ویژگی‌های سودمند سیستم‌های فازی و شبکه‌های عصبی است [۱۶-۱۷]. بنابراین، در این مقاله عدم قطعیت‌ها شامل دینامیک بازوی مکانیکی ربات و پارامترهای موتور با استفاده از سیستم‌های فازی تطبیقی تخمین و جبران می‌شوند. لازم به ذکر است که بسیاری از رویکردهای قبلی دینامیک الکتریکی PMSM را در روش طراحی خود حذف کرده‌اند که می‌تواند عملکرد سیستم را در برنامه‌های کاربردی با سرعت بالا بدتر کند [۱۸]. بنابراین، انگیزه این مقاله بهبود عملکرد این سیستم‌ها با همگرایی مجانبی خطای ردیابی به سمت صفر با در نظر گرفتن دینامیک الکتریکی PMSM در طراحی کنترلر است. در این مقاله عدم قطعیت با استفاده از سیستم فازی تطبیقی تخمین زده می‌شود.

این مقاله به شرح زیر تنظیم شده است. بخش ۲ مدل‌سازی سیستم رباتیک و PMSM را ارائه می‌دهد. بخش ۳ قانون کنترل را توسعه می‌دهد. در بخش ۴، تجزیه و تحلیل پایداری ارائه شده است. بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد. در نهایت بخش ۶ نتیجه گیری مقاله را بیان می‌کند.

۲- مدل‌سازی

دینامیک بازوی ماهر ربات به صورت زیر بیان می‌شود [۱]:

¹ Permanent Magnet Synchronous Motor

که بردارهای $\lambda_i, R_i, L_{di}, L_{qi}$ و P_i برای ساخت ماتریس های قطری L, R, L_d, L_q و λ, P استفاده شده است. یا به عبارت دیگر، بردارهای $\lambda_i, R_i, L_{di}, L_{qi}$ و P_i ماتریس های قطری $n \times n$ هستند. بردارهای $\mu \in R^n$ ، $\eta \in R^n$ و $\xi \in R^n$ به ترتیب عناصر n ، u و ξ هستند و به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\eta_i = I_{di} \dot{\theta}_i \quad (12)$$

$$\mu_i = \dot{\theta}_i I_{qi} \quad (13)$$

$$\xi_i = I_{di} I_{qi} \quad (14)$$

با توجه به معادله (۳) و (۱۱) به راحتی می توان به دست آورد:

$$I_q = \frac{2}{3} (P\lambda)^{-1} [\bar{D}(\theta)\ddot{\theta} + \bar{C}(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g - 1.5P(L_d - L_q)\xi] \quad (15)$$

با جایگزینی (۱۵) در (۹) و (۱۰)، دینامیک سیستم به صورت زیر ساده می شود:

$$v_q = \ddot{\theta} + F_q \quad (16)$$

$$v_d = \dot{i}_d + F_d \quad (17)$$

که F_d و F_q عدم قطعیت و به صورت زیر بیان می شوند

$$F_q = (RP\lambda)^{-1} \left[\frac{2}{3} \bar{D}(\theta)\ddot{\theta} + \frac{2}{3} \bar{C}(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + \frac{2}{3} g - P(L_d - L_q)\xi + \dots + L_q \dot{I}_q + L_q P L_q^{-1} \lambda \dot{\theta} + L_q P L_q^{-1} L_d \eta - \dot{\theta} \right] \quad (18)$$

$$F_d = L_d \dot{I}_d - P L_q \mu + R I_d - \dot{I}_d \quad (19)$$

۳. قانون کنترل پیشنهادی

رویکرد کنترل پیشنهادی براساس مدل سیستم رباتیک ارائه شده در (۱۶) و (۱۷) است که بسیار ساده تر از مدل بازوی مکانیک ربات (۱) است. یک قانون کنترل ولتاژ متمرکز به صورت زیر پیشنهاد می گردد

$$v_q = \ddot{\theta}_d + k_d \dot{e} + k_p e + \hat{F}_q + u_{rq} \quad (20)$$

$$v_d = \dot{I}_d^* + k_i E + \hat{F}_d + u_{rd} \quad (21)$$

که \hat{F}_q و \hat{F}_d به ترتیب مقادیر تخمین F_q و F_d هستند و با استفاده از سیستم فازی تطبیقی بدست می آیند. θ_d بردار موقعیت مطلوب مفصل، I_d^* بردار $n \times 1$ از منابع جریان در امتداد محور d ، k_p ، k_d و k_i پارامترهای ثابت طراحی هستند. ترم های u_{rd} و u_{rq} بردارهای $n \times 1$ ، برای جبران خطای بازسازی (خطای مدل سازی) سیستم فازی تطبیقی، به قوانین کنترل اضافه شده اند. با تعریف خطای ردیابی e و E به صورت زیر

$$e = \theta_d - \theta \quad (22)$$

$$E = I_d^* - I_d \quad (23)$$

قانون های کنترل پیشنهادی (۲۰) و (۲۱) بر اساس معادلات الکتریکی PMSM یعنی (۴) و (۵) هستند. تاکید می شود که قانون کنترل

$$D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) = \tau_i \quad (1)$$

که $\theta \in R^n$ بردار موقعیت های مفصل، $D(\theta)$ ماتریس $n \times n$ اینرسی ربات و $C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} \in R^n$ بردار گشتاورهای گریز از مرکز و کوریولیس، $g(\theta) \in R^n$ بردار گشتاورهای گرانشی و $\tau_i \in R^n$ بردار گشتاورهای مفصل است. فرض می کنیم سیستم مکانیکی کاملاً سفت و سخت است. موتورهای الکتریکی گشتاورهای مفاصل τ_i را به صورت زیر تأمین می کنند:

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + \tau_i = \tau_m \quad (2)$$

که $\tau_m \in R^n$ بردار گشتاور موتورها، J و B به ترتیب ماتریس های $n \times n$ قطری برای اینرسی و میرایی موتور هستند. با جایگذاری معادله (۲) در (۲) داریم:

$$\bar{D}(\theta)\ddot{\theta} + \bar{C}(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) = \tau_m \quad (3)$$

که $\bar{D}(\theta) = J + D(\theta)$ ، $\bar{C}(\theta, \dot{\theta}) = C(\theta, \dot{\theta}) + B$ معادلات الکتریکی موتور موتورهای سنکرون مغناطیسی دائمی به صورت زیر بیان می گردد [۱]:

$$v_{qi} = R_i I_{qi} + L_{qi} \dot{I}_{qi} + P_i L_{di} I_{di} \dot{\theta}_i + P_i \lambda_i \dot{\theta}_i \quad (4)$$

$$v_{di} = R_i I_{di} + L_{di} \dot{I}_{di} - \dot{\theta}_i P_i L_{qi} I_{qi} \quad (5)$$

که v_{qi} و v_{di} ولتاژهای دو محور d و q هستند. جریان های موتور در امتداد محورهای d و q برای موتور i^{th} به ترتیب با I_{di} و I_{qi} نشان داده می شوند. در این معادلات، P_i تعداد جفت های قطب را نشان می دهد، R_i مقاومت سیم پیچ های استاتور را نشان می دهد، λ_i دامنه شاری است که آهنرباهای دائمی روتور در فازهای استاتور القا می کنند. همچنین، ماتریس های ثابت L_{di} و L_{qi} ، القای محور d و q هستند. ورودی معادله دینامیک (۲) بردار گشتاور موتور τ_m است که به صورت زیر محاسبه می شود:

$$\tau_{mi} = 3P_i [\lambda_i I_{qi} + (L_{di} - L_{qi}) I_{di} I_{qi}] / 2 \quad (6)$$

متناسب [۱]، از تبدیل معکوس پارک برای بدست آوردن ولتاژهای استاتور هر موتور استفاده می شود. به عبارت دیگر،

$$v_{abc, i} = T(\theta_i) v_{qd0, i} \quad (7)$$

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_{ai} \\ v_{bi} \\ v_{ci} \end{bmatrix}, \quad v_{qd0} = \begin{bmatrix} v_{qi} \\ v_{di} \\ v_{0i} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$T(\theta_i) = \begin{bmatrix} \cos(P_i \theta_i) & \sin(P_i \theta_i) & 1 \\ \cos(P_i \theta_i - 2\pi/3) & \sin(P_i \theta_i - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(P_i \theta_i + 2\pi/3) & \sin(P_i \theta_i + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

در یک سیستم متعادل، اصطلاح v_{0i} صفر در نظر گرفته می شود. برای داشتن یک نمایش فشرده از سیستم، (۴) تا (۶) را می توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{I}_q = L_q^{-1} v_q - L_q^{-1} R I_q - p L_q^{-1} \lambda \dot{\theta} - p L_q^{-1} L_d \eta \quad (9)$$

$$\dot{I}_d = L_d^{-1} v_d + L_d^{-1} P L_q \mu - L_d^{-1} R I_d \quad (10)$$

$$\tau_m = 1.5P \lambda I_q + 1.5P(L_d - L_q)\xi \quad (11)$$

$$\hat{P}_{qi} = [\hat{P}_{qi1}, \dots, \hat{P}_{qi9}]^T \quad (32)$$

طبق قضیه تقریب کلی [20]، تابع $\hat{F}_{qi}(e_i, \dot{e}_i)$ در (30) که یک سیستم فازی است می تواند F_{qi} را تقریب کند. بنابراین، نشان دادن آن آسان است.

$$\hat{F}_q = [\hat{F}_{q1}, \dots, \hat{F}_{qn}]^T = \psi_q \hat{P}_q \quad (33)$$

که در آن $\psi_q = \text{diag}\{\phi_{q1}^T, \dots, \phi_{qn}^T\}$ و $\hat{P}_q = [\hat{P}_{q1}^T, \dots, \hat{P}_{qn}^T]^T$ است. بردار \hat{P}_q به صورت آنالاین با استفاده از قانون تطبیق به دست آمده در بخش بعدی محاسبه می شود. همچنین، فرض بر این است که

$$\|F_{qi} - \hat{F}_{qi}\| \leq \Delta_q \quad (34)$$

که در آن Δ_q یک اسکالر مثبت معلوم است. در واقع Δ_q نشان دهنده حداکثر مقدار خطاهای تقریب سیستم های فازی است. به طور دقیق تر، داریم

$$F_q = \psi_q P_q + \varepsilon_q \quad (35)$$

که در آن $\psi_q P_q$ هدف سیستم فازی تطبیقی است. به عبارت دیگر، $\psi_q \hat{P}_q \rightarrow \psi_q P_q$ باید به گونه ای محاسبه شود که $\psi_q \hat{P}_q \rightarrow \psi_q P_q$ در (35)، عبارت ε_q خطاهای مدل سازی سیستم فازی است که با u_{nq} جبران خواهد شد. فرض بر این است که ε_q توسط یک ثابت معلوم محدود شده است. به عبارت دقیق تر، $\|\varepsilon_q\| \leq \Delta_q$ را داریم. به همین ترتیب، می توان نوشت

$$F_d = \psi_d P_d + \varepsilon_d \quad (36)$$

که در آن $\psi_d P_d$ اهداف برآورد فازی تطبیقی است به طوری که $\psi_d \hat{P}_d \rightarrow \psi_d P_d$ و ε_d خطاهای مدل سازی سیستم های فازی است. در واقع فرض بر این است که $\|\varepsilon_d\| \leq \Delta_d$. لازم به تاکید است که ورودی های سیستم های فازی برای تخمین \hat{F}_{di} و E_i و مشتق زمانی آنها هستند.

با جایگزینی (35) و (36) در سیستم حلقه بسته (26) و (27) داریم:

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = \psi_q \tilde{P}_q - u_{nq} + \varepsilon_q = w_q \quad (37)$$

$$\dot{E} + k_i E = \psi_d \tilde{P}_d - u_{nd} + \varepsilon_d = w_d \quad (38)$$

که $\tilde{P}_q = P_q - \hat{P}_q$ و $\tilde{P}_d = P_d - \hat{P}_d$ با استفاده از متغیرهای حالت $x_1 = e$ و $x_2 = \dot{e}$ و معادله (37) داریم:

$$\dot{X} = AX + Bw_q, \quad A = \begin{bmatrix} 0_n & I_n \\ -k_p & -k_d \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_n \\ I_n \end{bmatrix} \quad (39)$$

که $X = [e \quad \dot{e}]^T$ و 0_n ماتریس صفر $n \times n$ و I_n ماتریس واحد $n \times n$ است.

۳- آنالیز پایداری

تابع معین مثبت زیر را در نظر بگیرید:

پیشنهادی مستقل از دینامیک بازوی مکانیکی ربات است. با اعمال قوانین کنترل (20) و (21) در معادلات سیستم بیان شده توسط (16) و (17)، سیستم های حلقه بسته زیر به دست می آید.

$$\ddot{\theta}_d + k_d \dot{e} + k_p e + \hat{F}_q + u_{nq} = \ddot{\theta} + F_q \quad (24)$$

$$I_d^* + k_i E + \hat{F}_d + u_{nd} = \dot{e}_d + F_d \quad (25)$$

به عبارت دیگر، (24) و (25) را می توان به صورت زیر نوشت

$$\ddot{e} + k_d \dot{e} + k_p e = F_q - \hat{F}_q - u_{nq} \quad (26)$$

$$\dot{E} + k_i E = F_d - \hat{F}_d - u_{nd} \quad (27)$$

سیستم های فازی تطبیقی را می توان برای محاسبه \hat{F}_q و \hat{F}_d برای قوانین کنترل (20) و (21) طراحی کرد. سیستم فازی برای \hat{F}_q توضیح داده شده است. سیستم فازی برای \hat{F}_d ساختار یکسانی دارد. برای سادگی، ith مفصل ($i = 1, \dots, n$) را در نظر بگیرید. فرض کنید که \hat{F}_{qi} (ith عنصر از \hat{F}_q)، خروجی یک سیستم فازی تطبیقی به شکل نرمال شده با ورودی های e_i و \dot{e}_i هستند. در حقیقت، e_i و \dot{e}_i به ترتیب ith عناصر از e و \dot{e} هستند. فرض کنید برای هر ورودی فازی سه مجموعه فازی تعریف شده است. سپس، نه قانون فازی وجود خواهد داشت. قوانین فازی به صورت زیر در نظر گرفته می شود:

$$Ru^i: \text{if } e_i \text{ is } A_1^i \text{ and } \dot{e}_i \text{ is } A_2^i \text{ then } \hat{F}_{qi} \text{ is } B^i \quad (28)$$

که Ru^i ، l^{th} قانون فازی ($l = 1, \dots, 9$) برای ith مفصل ($i = 1, \dots, n$) را مشخص می کند توابع عضویت فازی A_1^i ، A_2^i و B^i به صورت کامل در [13] توضیح داده شده اند. مطابق مرجع [13].

$$\begin{aligned} \hat{F}_{qi}(e, \dot{e}) &= \frac{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_1^i}(e_i) \mu_{A_2^i}(\dot{e}_i) \hat{P}_{qil}}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_1^i}(e_i) \mu_{A_2^i}(\dot{e}_i)} \\ &= \sum_{l=1}^9 \hat{P}_{qil} \zeta_{qil} = \hat{P}_{qi}^T \varphi_{qi} \end{aligned} \quad (29)$$

در معادله (29)، توابع عضویت برای مجموعه های فازی A_1^i و A_2^i به ترتیب با استفاده از $\mu_{A_1^i}(e_i) \in [0, 1]$ و $\mu_{A_2^i}(\dot{e}_i) \in [0, 1]$ نشان داده می شوند. همچنین \hat{P}_{qil} مرکز از مجموعه فازی B^i را نشان می دهد. مطابق با معادله (29) داریم:

$$\begin{aligned} \hat{F}_{qi}(e_i, \dot{e}_i) &= \sum_{l=1}^9 \hat{P}_{qil} \zeta_{qil} = \hat{P}_{qi}^T \varphi_{qi} \\ \hat{F}_{di}(e_i, \dot{e}_i) &= \sum_{l=1}^9 \hat{P}_{dil} \zeta_{dil} = \hat{P}_{di}^T \varphi_{di} \end{aligned} \quad (30)$$

که در آن φ_{qi} توسط $\varphi_{qi} = [\zeta_{qi1}, \dots, \zeta_{qi9}]^T$ داده می شود و ζ_{qil} ($l = 1, \dots, 9$) یک عنصر رگرسیون است که به صورت زیر تعریف می شود:

$$\zeta_{qil} = \frac{\mu_{A_1^i}(e_i) \mu_{A_2^i}(\dot{e}_i)}{\sum_{l=1}^9 \mu_{A_1^i}(x_{i1}) \mu_{A_2^i}(\dot{e}_i)} \quad (31)$$

[۱۹]، نتیجه گیری می شود که $[e \ \dot{e}]^T$ ، $E, X = [e \ \dot{e}]^T$ محدود \hat{p}_d و \hat{p}_q هستند. بنابراین، سیگنال های کنترل در معادلات (۲۰) و (۲۱) محدود هستند. علاوه بر این، از آنجایی که مشتق زمانی V منفی نیمه معین است، می توانیم بنویسیم:

$$V(X(t), E(t), \tilde{p}_d(t), \tilde{p}_q(t)) \leq V(X(0), E(0), \tilde{p}_d(0), \tilde{p}_q(0)) \quad (۵۲)$$

از (۲۶) و (۲۷) به سادگی می توان تأیید کرد که \dot{e} و \dot{E} محدود هستند. اکنون، لم باربالات را برای تضمین همگرایی مجانبی خطای ردیابی، اعمال کنیم. برای رسیدن به این هدف، اجازه دهید یک تابع جدید $\Omega(t)$ به صورت $\Omega(t) = 0.5X^T QX + k_i E^T E$ تعریف کنیم. با توجه به (۵۱) مشخص می شود که $\dot{\Omega}(t) \leq -\dot{V}$. با انتگرال گیری $\Omega(t)$ در بازه زمانی زیر داریم

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq V(X(0), E(0), \tilde{p}_d(0), \tilde{p}_q(0)) - V(X(t), E(t), \tilde{p}_d(t), \tilde{p}_q(t)) \quad (۵۳)$$

از آنجاییکه $V(X(0), E(0), \tilde{p}_d(0), \tilde{p}_q(0))$ محدود هست و $V(X(t), E(t), \tilde{p}_d(t), \tilde{p}_q(t))$ غیر افزایشی و محدود است، می توان نتیجه گرفت که [۲۰]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \infty \quad (۵۴)$$

همانطور که در بالا اشاره شد e, \dot{e}, \dot{E} محدود هستند. بنابراین $\dot{\Omega}(t) = \dot{X}^T QX + 2k_i E^T \dot{E}$ در نظر بگیرید.

لم باربالات [۲۰]: اگر $f(t)$ یک محدودیت زمانی محدود به صورت $t \rightarrow \infty$ داشته باشد و $\dot{f}(t)$ به صورت یکنواخت پیوسته باشد (به عبارت دیگر، $\dot{f}(t)$ محدود هست) سپس، $\dot{f}(t) \rightarrow 0$ وقتی که $t \rightarrow \infty$.

فرض کنید که $f(t)$ در لم باربالات توسط معادله زیر بیان شود:

$$f(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \quad (۵۵)$$

مطابق با معادله (۵۴)، $f(t)$ یک محدودیت زمانی محدود به صورت $t \rightarrow \infty$ دارد. بدیهی است که

$$\dot{f}(t) = \dot{\Omega}(t) = \dot{X}^T QX + 2k_i E^T \dot{E} \quad (۵۶)$$

همانطور که در بالا ذکر شد، $\dot{\Omega}(t)$ محدود است که منجر به محدودیت $\dot{f}(t)$ می شود. بنابراین، از لم باربالات چنین بر می آید که $\dot{f}(t) = \dot{\Omega}(t) \rightarrow 0$ وقتی که $t \rightarrow \infty$. بنابراین، همگرایی مجانبی خطای ردیابی (شامل خطا در جریان های محور d و همچنین موقعیت ها و سرعت های زاویه ای) ثابت می شود.

$$V(X, E, \tilde{p}_q, \tilde{p}_d) = \frac{1}{2} X^T p_c X + \frac{1}{2} E^T E + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{p}_q^T \tilde{p}_q + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{p}_d^T \tilde{p}_d \quad (۴۰)$$

در معادله (۴۰)، p_c یک ماتریس مثبت معین است که معادله لیاپانوف $A^T p_c + p_c A = -Q$ را برقرار می کند و Q یک ماتریس مثبت معین است. با مشتق گیری از معادله (۴۰) داریم:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \dot{X}^T p_c X + \frac{1}{2} X^T p_c \dot{X} + E_i \dot{E}_i - \frac{1}{\gamma_1} \tilde{p}_q^T \dot{\tilde{p}}_q - \frac{1}{\gamma_2} \tilde{p}_d^T \dot{\tilde{p}}_d \quad (۴۱)$$

از معادله (۳۸) داریم:

$$\dot{E} = w_d - k_i E \quad (۴۲)$$

با جایگذاری معادله (۴۲) و (۳۹) در (۴۱) داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} X^T QX + X^T p_c B(\psi_q \tilde{p}_q - u_{rq} + \Delta) + \quad (۴۳)$$

$$E^T (\psi_d \tilde{p}_d - u_{rd} + \Delta) - k_i E^T E - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{p}}_q^T \tilde{p}_q - \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{p}}_d^T \tilde{p}_d$$

به آسانی می توان نشان داد که

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} X^T QX + X^T p_c B(\Delta - u_{rq}) + E^T (\Delta - u_{rd}) - k_i E^T E + (X^T p_c B \psi_q - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{p}}_q^T) \tilde{p}_q + (E^T \psi_d - \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{p}}_d^T) \tilde{p}_d \quad (۴۴)$$

$$-k_i E^T E + (X^T p_c B \psi_q - \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{p}}_q^T) \tilde{p}_q + (E^T \psi_d - \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{p}}_d^T) \tilde{p}_d$$

با در نظر گرفتن قوانین تطبیق زیر:

$$\dot{\tilde{p}}_q^T = \gamma_1 X^T p_c B \psi_q \quad (۴۵)$$

$$\dot{\tilde{p}}_d^T = \gamma_2 E^T \psi_d \quad (۴۶)$$

با جایگذاری معادله (۴۵) و (۴۶) در (۴۴) داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} X^T QX + X^T p_c B(\varepsilon_q - u_{rq}) + E^T (\varepsilon_d - u_{rd}) - k_i E^T E \quad (۴۷)$$

اکنون، فرض های زیر را داریم:

$$u_{rd} = \Delta_d \operatorname{sgn}(E_i) \quad (۴۸)$$

$$u_{rq} = \Delta_q \operatorname{sgn}(X^T p_c B) \quad (۴۹)$$

با جایگذاری معادله (۴۸) و (۴۹) در (۴۷) داریم:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} X^T QX + X^T p_c B(\varepsilon_q - \Delta_q \operatorname{sgn}(X^T p_c B)) + E^T (\varepsilon_d - \Delta_d \operatorname{sgn}(E)) - k_i E^T E \quad (۵۰)$$

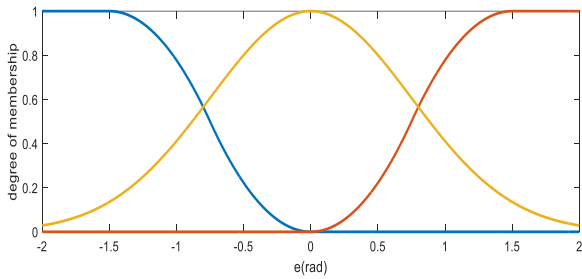
از معادله (۵۰) نتیجه می شود که:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{2} X^T QX - k_i E^T E + \|X^T p_c B\| (\|\varepsilon_q\| - \Delta_q) + \|E\| (\|\varepsilon_d\| - \Delta_d) \quad (۵۱)$$

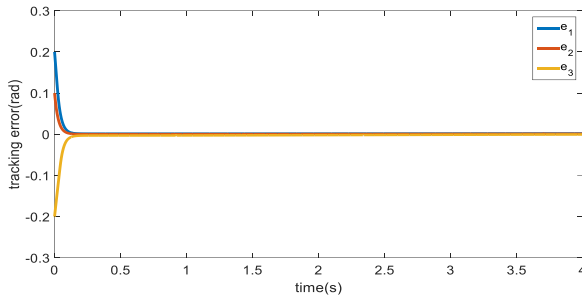
از آنجایی که فرض کرده بودیم که $\|\varepsilon_q\| \leq \Delta_q$ و $\|\varepsilon_d\| \leq \Delta_d$ ، به سادگی از معادله (۵۱) نتیجه می شود که $\dot{V} \leq 0$. بنابراین، با توجه به

۴- نتایج شبیه سازی

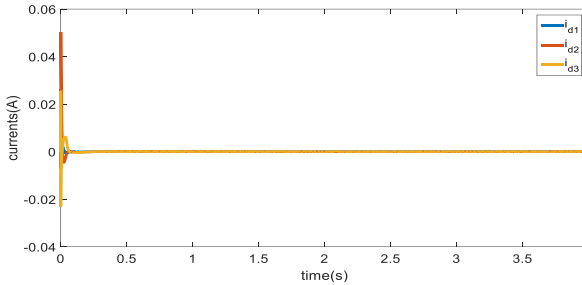
در زمانهای اولیه افزایش می یابد و وقتی خطاهای ردیابی کاهش می یابد، ولتاژها کوچکتر می شوند. ولتاژ موتور صاف و بدون هیچ گونه لغزشی است.



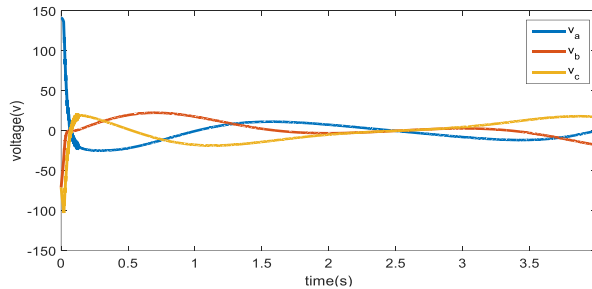
شکل ۲- تابع عضویت ورودی e و \dot{e}



شکل ۳- خطای ردیابی کنترل کننده پیشنهادی



شکل ۴- جریان های امتداد محور d کنترل کننده پیشنهادی

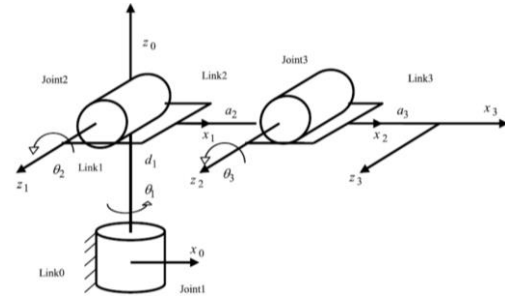


شکل ۵- ولتاژ های موتور مفصل دوم کنترل کننده پیشنهادی

۴-۲- مقایسه با کنترل کننده PID

به منظور مقایسه عملکرد کنترل کننده پیشنهادی با سایر کارهای مرتبط، یکی از آخرین منابع در این زمینه پذیرفته شده است. کنترل کننده PID در [۷] یک کنترل کننده مستقل از مدل است و بر روی بازوی مکانیکی ربات با یک درجه آزادی اعمال شده است. برای داشتن یک مقایسه بهتر، کنترل کننده پیشنهادی بر روی این بازوی ربات اعمال می شود و نتایج بدست آمده با نتایج ارائه شده در [۷] مقایسه

کنترل کننده پیشنهادی با استفاده از یک ربات هنرمند با نمایش نمادین در شکل ۱ شبیه سازی شده است [۲]. ربات هنرمند دارای سه مفصل لولایی هست که اجازه چرخش نسبی بین دو رابط را میدهد. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می شود. برای کنترل موتورهای هر مفصل از کنترل کننده جداگانه استفاده می شود. پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند، پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند و پارامترهای موتور در [۲] داده شده اند.



شکل ۱- نمایش نمادین بازوی مکانیکی ربات هنرمند

پارامترهای PMSM یکسان است. آنها در جدول ۱ آورده شده است. مسیر مطلوب برای همه مفاصل به صورت زیر انتخاب می شود:

$$\theta_{di} = 1 - \cos(\pi / 4) \quad i = 1, 2, 3 \quad (57)$$

جدول ۱- پارامترهای PMSM

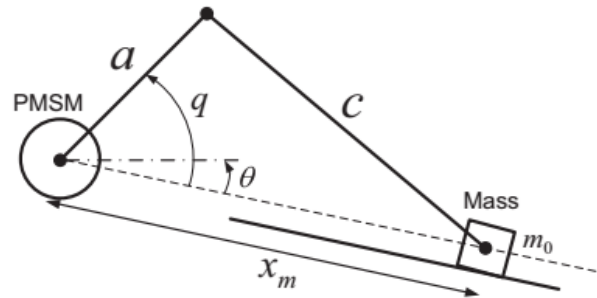
$L_d (H)$	$L_q (H)$	λ	$R (\Omega)$	J	B	P
۰.۰۰۰۹۵	۰.۰۰۰۹۵	۱۰	۱	۰.۰۰۸	۰.۰۰۱۱۵	۴

مقدار مورد نظر جریان در امتداد محور D صفر است ($I_{di}^* = 0 \quad i = 1, 2, 3$)

۴-۱- عملکرد کنترل کننده پیشنهادی بر روی بازوی مکانیکی ربات هنرمند

پارامترهای کنترل کننده k_p و k_d به ترتیب $500I_3$ ، $50I_3$ و $10I_3$ تنظیم شده اند. همچنین γ_1 و γ_2 برابر بیست در نظر گرفته شده اند. توابع عضویت e و \dot{e} برای همه مفاصل به صورت شکل ۲ رسم شده اند. خطاهای ردیابی موقعیت زاویه ای در شکل ۳ ارائه شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده، مقادیر اولیه خطاهای ردیابی صفر نیستند. کنترل کننده می تواند خطاهای ردیابی را خیلی سریع (کمتر از ۱ ثانیه) کاهش دهد. همچنین، در پاسخها فراجش وجود ندارد. جریان های امتداد محور D در شکل ۴ نشان داده شده است. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، جریان ها در سریعترین زمان ممکن به مقدار دلخواه همگرا می شوند. تلاش های کنترل (v_{ai} ، v_{bi} و v_{ci}) برای مفصل دوم در شکل ۵ آورده شده است. سایر ولتاژهای موتور تقریباً یکسان هستند. همانطور که در این شکل نشان داده شده است، برای کاهش خطای بزرگ ردیابی موقعیت اولیه، ولتاژها

می شود. بازوی مکانیکی ربات با یک درجه آزادی در شکل ۶ نشان داده شده است.



شکل ۶- ربات یک درجه آزادی

مدل دینامیکی آن به صورت زیر است:

$$D(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau_i \quad (58)$$

$$D(q) = D_0 + \left(\frac{\partial x_m(q)}{\partial q}\right)^2 \quad (59)$$

$$C(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial D(q)}{\partial q}\right) \dot{q} \quad (60)$$

$$g(q) = m_0 \sin(\beta) \left(a \sin(q) + \frac{a^2 \cos(q) \sin(q)}{\sqrt{c^2 - a^2 \sin^2(q)}} \right) \quad (61)$$

$$x_m(q) = a \cos(q) + \sqrt{c^2 - a^2 \sin^2(q)} \quad (62)$$

که، $a = 0.25(m)$, $c = 0.5(m)$, $D_0 = 0/03(Kgm^2)$,

$m_0 = 16(Kg)$, $g = 9/8(m/s^2)$, $\beta = 0/087(rad)$

موتور سنکرون مغناطیس $p = 3$, $L_d = 11/6mH$, $L_q = 9mH$,

مطابق با انتخاب شده اند. مسیر $R = 2/12\Omega$, $\lambda = 0/47Wb$

مطلوب $q_d = 1(rad)$ است. پارامترهای کنترل به صورت

$k_p = 500$, $k_d = 200$, $k_i = 25$ انتخاب شده اند. همچنین، γ_1 و

γ_2 روی دو تنظیم شده اند. توابع عضویت برای e و \dot{e} در تمام

مفاصل در شکل ۲ نشان داده شده است. خطاهای ردیابی موقعیت زاویه

ای در شکل ۷ ارائه شده است. همانطور که در این شکل نشان داده

شده است، خطای تنظیم خیلی زود به صفر می رسد (کمتر از $1/2sec$)

در مقایسه با خطای تنظیم در [۷]، به عنوان مثال شکل 4-a، به نظر

می رسد کنترل کننده پیشنهادی سریعتر است. سیگنال کنترل v_q در

شکل ۸ ارائه شده است. مقایسه با شکل 4-e در [۷] نشان می دهد

که مقادیر حالت پایدار هر دو سیگنال تقریباً یکسان هستند ($5.6V$).

یک تغییر شدید در v_q تنظیم کننده PID مشاهده می شود، در حالی

که به نظر می رسد v_q کنترلر پیشنهادی نرم تر است. با این حال،

حداکثر مقدار v_q در حالت گذرا برای تنظیم کننده PID کمتر از کنترل

کننده پیشنهادی است. سیگنال کنترل v_d در شکل ۹ ارائه شده است.

در مقایسه با v_d تنظیم کننده PID، بدیهی است که کنترلر پیشنهادی

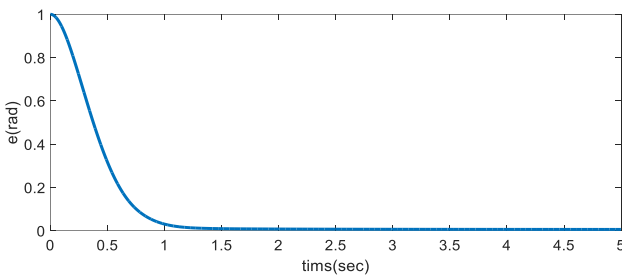
عملکرد نرم تری دارد. علاوه بر این، حداکثر مقدار v_d در حالت گذرا

برای تنظیم کننده PID بیش از کنترلر پیشنهادی است. مقدار ثابت هر

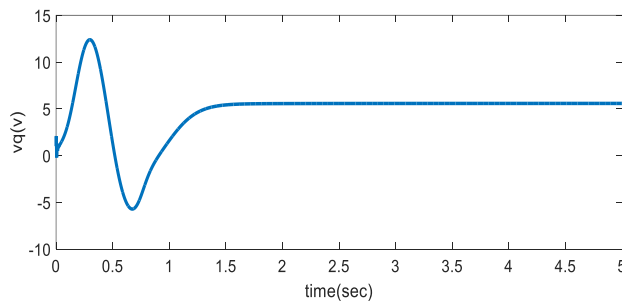
دو سیگنال صفر است. I_q سیگنال فعلی در شکل ۱۰ نشان داده شده

است. در مقایسه با I_q تنظیم کننده PID، مشخص است که کنترلر

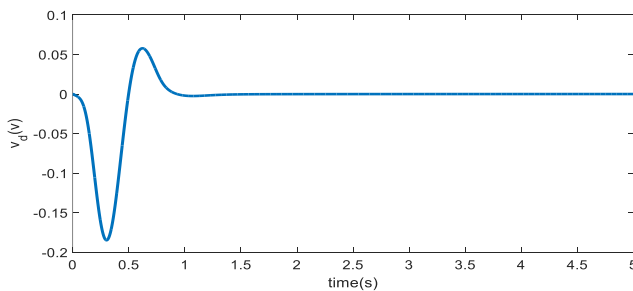
پیشنهادی عملکرد روان تری دارد. مقدار ثابت هر دو سیگنال تقریباً یکسان است ($2/6A$). با این حال، حداکثر مقدار I_q در حالت گذرا برای تنظیم کننده PID کمتر از کنترل کننده پیشنهادی است. با این وجود، همانطور که در شکل 4-c در [۹] نشان داده شده است، به نظر می رسد که تغییر بزرگی در I_q تنظیم کننده PID در $t = 0$ وجود دارد. سیگنال جریان در شکل ۱۱ رسم شده است. مقدار پایدار هر دو سیگنال صفر هستند. سیگنال گشتاور در شکل ۱۲ داده شده است. مقدار ثابت هر دو سیگنال تقریباً یکسان است ($3/7Nm$). در مقایسه با سیگنال گشتاور تنظیم کننده PID، کنترل کننده پیشنهادی نرمتر عمل می کند. لازم به ذکر است که در مقایسه با شکل ۳ در [۷]، کنترل کننده پیشنهادی برتر است. اگرچه سیگنالهای شکل ۳ نرم هستند اما زمان نشست مطلوب نیست.



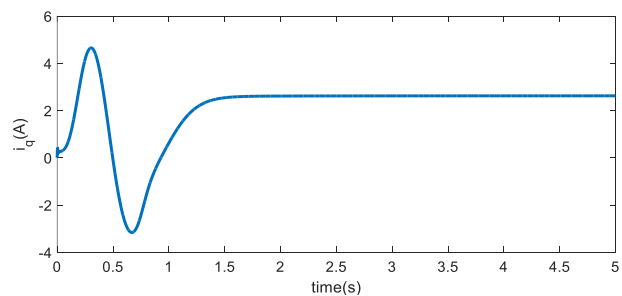
شکل ۷- خطاهای ردیابی موقعیت زاویه ای کنترل کننده پیشنهادی



شکل ۸- سیگنال کنترلی v_q



شکل ۹- سیگنال کنترلی v_d

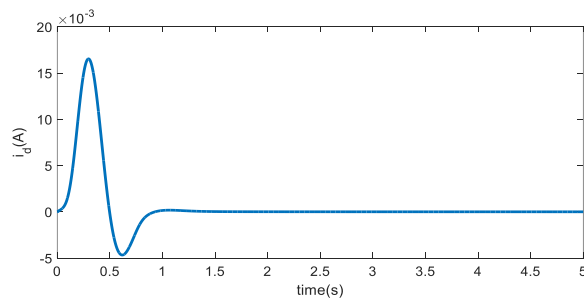


شکل ۱۰- سیگنال کنترلی i_q

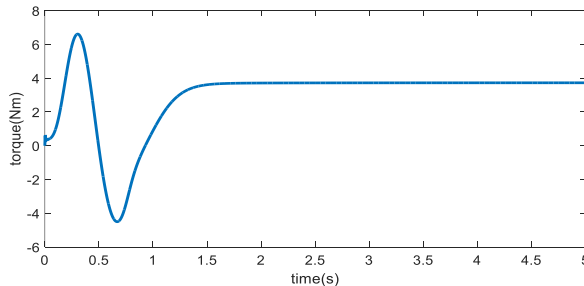
به منظور ساده‌سازی روش طراحی کنترل، عدم قطعیت‌های مربوط به دینامیک بازوی به معادلات ولتاژ موتورها منتقل شده‌اند. برای هر مفصل، دو سیستم فازی تطبیقی ساده برای جبران عدم قطعیت طراحی شده است. همگرایی مجانبی خطای ردیابی با استفاده از لم بالاتر تضمین شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که خطاهای ردیابی با اعمال ولتاژهای صاف و محدود محاسبه‌شده توسط کنترل‌کننده پیشنهادی، خیلی سریع به صفر همگرا می‌شوند. علاوه بر این، یکی از آخرین کارهای انجام شده برای مقایسه انتخاب شده است. نتایج عددی نشان می‌دهد که پاسخ‌های کنترل‌کننده پیشنهادی مانند ولتاژ، جریان و گشتاور نرم‌تر و سریع‌تر هستند.

۶- مراجع

- [1] M. M. Fateh and M. Sadeghijaleh, "Voltage control strategy for direct-drive robots driven by permanent magnet synchronous motors," *Int J Eng*, vol. 28, no. 5, pp. 709–716, 2015, doi: 10.5829/idosi.ije.2015.28.05b.09.
- [2] M. Sadeghijaleh and M. M. Fateh, "Adaptive voltage-based control of direct-drive robots driven by permanent magnet synchronous motors," *Int J Eng*, vol. 30, no. 4, pp. 507–517, 2017, doi: 10.5829/idosi.ije.2017.30.04a.08.
- [3] Q. Chen, X. Ren, J. Na and D. Zheng, "Adaptive robust finite-time neural control of uncertain PMSM servo system with nonlinear dead zone," *Neural Comput. App.*, vol. 27, pp. 1–12, 2016, doi: 10.1007/s00521-016-2260-5.
- [4] S. Zhou, S. Sui and S. Tong, "Adaptive neural networks optimal control of permanent magnet synchronous motor system with state constraints," *Neurocomputing*, vol. 504, pp. 132-140, 2022, doi: 10.1016/j.neucom.2022.06.114.



شکل ۱۱- سیگنال کنترلی i_d



شکل ۱۲- سیگنال گشتاور

در جدول ۲ مقایسه بین روش پیشنهادی با روش دیگر در مرجع [۷] آورده شده است.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک کنترل‌کننده بدون مدل برای بازوی مکانیکی ربات که توسط موتورهای سنکرون آهنربای دائمی فعال می‌شوند، ارائه شده است. هر دو معادلات الکتریکی و مکانیکی موتورهای سنکرون آهنربای دائم در مدل سیستم گنجانده شده است.

جدول ۲- مقایسه بین روش پیشنهادی با روش دیگر

عنوان مقاله	خطای ردیابی	سیگنال کنترل	سیگنال جریان
مرجع [۹]	خطاهای ردیابی موقعیت زاویه ای مطابق شکل ۷ خیلی زود به صفر می‌رسد (کمتر از 1.2sec)	سیگنال کنترل v_q در شکل ۸ ارائه شده است. مقایسه با شکل 4-e در [۹] نشان می‌دهد که مقادیر حالت پایدار هر دو سیگنال تقریباً یکسان هستند. یک تغییر شدید در v_q تنظیم‌کننده PID مشاهده می‌شود.	I_q سیگنال فعلی در شکل ۱۰ نشان داده شده است. در مقایسه با I_q تنظیم‌کننده PID، مشخص است که کنترلر پیشنهادی عملکرد روان تری دارد. مقدار ثابت هر دو سیگنال تقریباً یکسان است (2.6A).
ارائه روش پیشنهادی کنترل مقاوم فازی رباتیک رانده شده با موتورهای سنکرون مغناطیس دائم در حضور عدم قطعیت	در مقایسه با خطای تنظیم در [۹]، به عنوان مثال شکل 4-a، به نظر می‌رسد کنترل‌کننده پیشنهادی سریعتر است.	در حالی که به نظر می‌رسد v_q کنترلر پیشنهادی نرم‌تر است. با این حال، حداکثر مقدار v_q در حالت گذرا برای تنظیم‌کننده PID کمتر از کنترل‌کننده پیشنهادی است.	با این حال، حداکثر مقدار I_q در حالت گذرا برای تنظیم‌کننده PID کمتر از کنترل‌کننده پیشنهادی است. با این وجود، همانطور که در شکل 4-c در [۹] نشان داده شده است، به نظر می‌رسد که تغییر بزرگی در I_q تنظیم‌کننده PID در $t = 0$ وجود دارد.

- [12] S. Khorashadizadeh and M. M. Fateh, "Uncertainty estimation in robust tracking control of robot manipulators using the Fourier series expansion," *Robotica*, Vol. 35, No. 2, pp. 310–316, 2017, doi: 10.1017/S026357471500051X.
- [13] M. M. Fateh and S. Khorashadizadeh, "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty," *Nonlinear Dyn.*, Vol. 69, pp. 1465–1477, 2012, doi: 10.1007/s11071-012-0362.
- [14] Q. Liu, D. Li, S. S. Ge, R. Ji, Z. Ouyang and K. P. Tee, "Adaptive bias RBF neural network control for a robotic manipulator," *Neurocomputing*, Vol. 447, pp. 213–223, 2021, doi: 10.1016/j.neucom.2021.03.033
- [15] S. Puga-Guzmán, J. Moreno-Valenzuela and V. Santibáñez, "Adaptive neural network motion control of manipulators with experimental evaluations," *Scientific World*, Vol. 27, pp. 400–413, 2014, doi: 10.1155/2014/694706.
- [16] R. Zarin, S. Azargoshasb and N.C. Shirazi, "Model-Free Discrete Time Control for Scara Robot Manipulators Using Descending Gradient Algorithm," *Journal of Communication Engineering*, vol. 11, no.41, pp. 59-76, 2021 (in persian).
- [17] M. Zaraei , M. Moradi Zirkohi and N.C. Shirazi, "Designing Optimal Neural Networks Controller to Regulate and Control the Output Voltage of DC-DC Boost Converters," *Journal of Communication Engineering*, vol. 11, no .42, pp. 41-54, 2021 (in persian).
- [18] M. B. Fard and S. Khorashadizadeh, "Model free robust impedance control of robot manipulators using fourier series expansion," *AI & Robotics (IRANOPEN)*, Qazvin, Iran, 2015, pp. 1-7, doi: 10.1109/RIOS.2015.7270740.
- [19] J. J. E. Slotine and W. Li, "Applied nonlinear control", Englewood Cliffs, NJ: prentice-Hall; 1991.
- [5] F. J. Lin, K. J. Yang, I. F. Sun and J. K. Chang, "Intelligent position control of permanent magnet synchronous motor using recurrent fuzzy neural cerebellar model articulation network," *IET Electr Power App*, vol. 9, pp.248–264, 2015, doi: 10.1049/iet-epa.2014.0088.
- [6] M. Marchesoni, M. Passalacqua, L. Vaccaro, M. Calvini and M. Venturini, "Performance improvement in a sensorless surface-mounted PMSM drive based on rotor flux observer," *Control Engineering Practice*, vol. 96, p. 104276, 2020, doi: 10.1016/j.conengprac.2019.104276.
- [7] J. Verastegui-Galván, M. V. Hernández-Guzmán and J. Orrante-Sakanassi, "PID position regulation in one-degree-of-freedom Euler-Lagrange systems actuated by a PMSM," *Int J Control*, vol. 27, pp. 1–21, 2017, doi: 10.1080/00207179.2016.1278272.
- [8] Q. Gao and C. Zong, "Rotor position estimation method of PMSM based on recurrent neural network," *Energy Reports*, vol. 8, no. 1, pp. 883-889, 2022, doi: 10.1016/j.egy.2021.11.091.
- [9] D. Ma and H. Lin, "Chattering-free nonsingular fast terminal sliding-mode control for Permanent Magnet Synchronous Motor servo system," *35th Chinese Control Conference (CCC)*, Chengdu, China, 2016, pp. 3463-3467, doi: 10.1109/ChiCC.2016.7553890.
- [10] A. Bejarano-Rincon and V. M. Hernandez-Guzman, "PD trajectory tracking control without velocity for rigid robots with PMSM," *12th Congreso Internacional de Ingeniería (CONIIN)*, Santiago de Queretaro, Mexico, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/CONIIN.2016.7498117.
- [11] X. Sun, N. Xu, M. Yao, F. Cai and M. Wu, " Efficient feedback linearization control for an IPMSM of EVs based on improved firefly algorithm," *ISA Transactions*, Available online 23 August 2022, doi: 10.1016/j.isatra.2022.08.013