کنترل زمان گسسته مستقل از مدل برای بازوی ماهر ربات اسکارا با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی

رضا زرین[۱]، سیامک آذرگشسب[۲*]، نجمه چراغی شیرازی [۳]

۱: گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی، بوشهر، ایران

۲*: گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی، بوشهر، ایران s.azargoshasb@gmail.com

۳: گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی، بوشهر، ایران nch_shirazi@yahoo.com

تاریخ دریافت: ۱۳۹۹/۸/۵ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۳/۳

چکیده

کنترل گسسته بازوی مکانیکی ربات با مدل نامعینی هدف این مقاله است. کنترل پیشنهادی مستقل از مدل با استفاده از تخمین گر فازی تطبیقی در کنترل کننده برای تخمین نامعینی یک تابع غیر قابل اندازه گیری طراحی شده است. مکانیزم تطبیقی به منظور غلبه بر عدم قطعیت ها پیشنهاد شده است. پارامترهای تخمین فازی برای حداقل کردن خطای تخمین با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی تطبیق داده شده اند. کنترل گسسته پیشنهادی مستقل از مدل در برابر نامعینی ها مرتبط با مدل سیستم ربات شامل بازوی مکانیکی و محرکه های ربات و اغتشاش خارجی مقاوم است. الگوریتم های گرادیان نزولی از یک تابع هزینه شناخته شده بر اساس خطای ردیابی برای مکانیزم تطبیق استفاده کرده اند در حالی که در این مقاله الگوریتم گرادیان نزولی پیشنهادی یک تابع هزینه را بر اساس خطای تخمین عدم قطعیت پیشنهاد داده است. سپس، خطای تخمین عدم قطعیت از خطای موقعیت مفصل و مشتقات آن با استفاده از سیستم حلقه بسته محاسبه می شود.اکثر الگوریتم های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک های متغیرهای حالت را نیاز دارد. در این مقاله، فقط از موقعیت مفصل اندازه گیری می کند و پیاده سازی عملی این روش کنترلی آسان است از آنجا که ساختار غیر متمرکز دارد.نتایج شبیه سازی عملکرد صحیح این روش را تأیید می کند.

واژه‌های کلیدی: کنترل زمان گسسته، مستقل از مدل، الگوریتم گرادیان نزولی، اندازه‌گیری موقعیت، بازوی ربات اسکارا.

۱- مقدمه

ربات یک ماشین هنرمند است که قادر است در شرایط خاصی که در آن قرار می‌گیرد، کار تعریف شده‌ای را انجام دهد و همچنین قابلیت تصمیم‌گیری در شرایط مختلف را نیز دارد. با این تعریف میتوان گفت که ربات‌ها برای کارهای مختلفی می‌توانند تعریف و ساخته شوند، مانند کارهای که انجام آن برای انسان غیرممکن یا دشوار باشد. [۱-۳]. کامپیوترهای دیجیتال اغلب به عنوان کنترل کننده استفاده می‌شوند گرایش فعلی به کنترل دیجیتال به دلیل در دسترس بودن کامپیوترهای دیجیتال ارزان و مزایای سیگنالهای دیجیتال در مقایسه با سیگنال های پیوسته است. سیستم های دیجیتالی نسبت به تغییرات انعطاف پذیر، نسبت به نیازهای محیطی ایمن تر بوده و از محاسبات کمتری برخوردار هستند [۴-۵]. کنترل بهینه ردیابی زمان گسسته برای بازوی ماهر ربات با استفاده از یک مدل خطی گسسته ارائه شده است. اگرچه مدل های خطی برای کنترل تکراری کارآمد هستند ، اما در برنامه های غیر تکراری نمی توانند به خوبی کار کنند. عملکرد کنترل رضایت بخش نیست از آنجایی که استفاده از مدلهای خطی گسسته برای بازوی ماهر ربات شامل برخی تقریب ها به دلیل غیرخطی بودن ، فرایند گسسته سازی و عدم قطعیت است. بنابراین ، تئوری کنترل زمان گسسته و طراحی برای سیستمهای غیرخطی مانند بازوی ماهر ربات ، هنوز هم نیاز به پیشرفت بسیاری دارد. کنترل تکراری گسسته مقاوم برای

بازوی ماهر ربات الکتریکی با استفاده از یک مدل زمان گسسته خطی متغیر با زمان برای بازوی ماهر ربات توسعه داده شد[۶]. در این مقاله به طراحی یک کنترلر غیر خطی از نوع گسسته برای بازوی ماهر رباتیک پرداخته شده است. کنترل مبتنی بر مدل پیوسته زمان بازوی ماهر ربات عمیقا مورد مطالعه قرار گرفته است. به دست آوردن یک مدل واقعی برای یک بازوی ماهر ربات یک کار دشوار و خسته کننده است. مهمترین نگرانی عدم تطابق بین مدل واقعی و مدل نامی است که برای اهداف کنترل استفاده می شود. نظریه و طراحی کنترل مقاوم برای بازوی ماهر ربات به خوبی به عدم قطعیت هایی از جمله عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش های خارجی پاسخ می‌دهد[۷]. با این حال، با افزایش پیچیدگی سیستم، طراحی کنترل پیچیده تر می شود. بنابراین تحقیقات زیادی در زمینه طراحی کنترلرهای بدون مدل انجام می شود. در این مقاله یک کنترلر مستقل از مدل گسسته ارائه شده است. منطق فازی به طور گسترده ای برای طراحی کنترل کننده های بدون مدل و تخمین گر استفاده شده است. مهمترین دلیل این کاربرد گسترده ، ویژگی تقریبی کلی سیستم های فازی است که برای طراحی سیستم های فازی تطبیقی استفاده شده است[۸]. برای مثال یک کنترل کننده تطبیقی برای سیستم فازی گسسته زمان از نوع تاکاگی سوگنو طراحی شده است[۹].تخمین گر عدم قطعیت فازی تطبیقی گسسته به خوبی برای بازوی ماهر ربات فراهم شده است. یک مشاهده گر اغتشاش فازی گسسته زمان با کاربرد کنترل پیشنهاد شده است[۱۰]. مبنی بر قضیه تقریب عمومی، کنترل کننده شبکه عصبی متناوب با کنترل فازی برای سیستم ربات فراهم شده است[۱۱-۱۲]. اگرچه کنترل های فازی گسسته بدون مدل هستند ، تجزیه و تحلیل پایداری به خوبی برای آنها ارائه شده است. یک کنترل تطبیقی غیر مستقیم پایدار بر اساس مدل فازی T-S گسسته طراحی شده است[۱۳]. تجزیه و تحلیل پایداری برای سیستم های فازی گسسته با تاخیر زمان ارائه شده است[۱۴]. شبکه‌های عصبی نیز قابلیت‌های بسیاری در کنترل ربات دارند. با استفاده از شبکه‌های عصبی به کنترل امپدانس ربات پرداخته شده است. کنترل امپدانس یکی از مؤثرترین روش‌های کنترل ربات‌هایی است که به محیط اطراف خود نیرو وارد می‌کنند. این کاربرد از ربات‌ها مستلزم کنترل موقعیت-نیرو می‌باشد. کنترل امپدانس می‌تواند رفتار دینامیکی مجری نهایی را با تنظیم پارامترهای دینامیکی همچون اینرسی، سرعت و سختی به طور مطلوب کنترل کند. اما به دلیل عدم قطعیت‌هایی که در مورد ربات و محیط داریم، طراحی این پارامترها بر اساس کار موردنظر و شرایط محیط بسیار مشکل است. اما شبکه‌های عصبی توانایی بسیار خوبی در یادگیری رفتار دینامیکی سیستم‌های پیچیده از خود نشان داده‌اند و می‌توانیم تنظیم پارامترهای امپدانس ربات را با شبکه‌های عصبی انجام دهیم[۱۵-۱۶].

این مقاله یک روش جدید کنترل گسسته مستقل از مدل برای بازوهای مکانیکی ربات مبنی بر راهبرد کنترل ولتاژ ارائه می‌دهد. تخمین‌گر فازی تطبیقی به عنوان کنترل‌کننده برای غلبه‌بر نامعینی‌ها شامل دینامیک‌های مدل نشده، اغتشاش خارجی و نامعینی پارامترها استفاده می‌شود. پارامترهای تخمین‌گر فازی برای حداقل کردن خطای تخمین با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی تطبیق می‌شوند. در این الگوریتم کنترلی هیچ اطلاعاتی از تابع نامعینی برای تقریب نامعینی نیاز نداریم و به جای آن از خطا و نمونه‌های لحظات قبل آن استفاده می‌کنیم. اکثر الگوریتم‌های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک‌های از متغیرهای حالت را نیاز دارد. در این روش کنترلی طراحی برای پیاده‌سازی آسان است از آنجا که ساختار غیرمتمرکز دارد و فقط از موقعیت مفصل اندازه‌گیری می‌کند. بنابراین، الگوریتم کنترل پیشنهادی نیاز به اندازه‌گیری سرعت، اندازه‌گیری شتاب و اندازه‌گیری جریان موتور ندارد. پایداری سیستم کنترل نیز بررسی و تضمین می‌شود. همچنین در این مقاله، از راهبرد کنترل ولتاژ ربات‌ها استفاده شده است که نه تنها مشکلات روش‌های کنترل گشتاور را ندارد بلکه دقت آن نیز به مراتب بهتر است. در این راهبرد از موتورهای الکتریکی به عنوان محرک استفاده می‌شود و ربات بعنوان بار موتورها محسوب می‌شوند که باید توسط موتور حرکت داده شوند.

این مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است: بخش دوم مدلسازی، بخش سوم قانون کنترل پیشنهادی و بخش چهارم تخمین گر فازی نطبیقی گسسته را پیشنهاد می‌دهد. بخش پنجم به آنالیز پایداری می‌پردازد. بخش ششم نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد و بخش هفتم نتیجه‌گیری مقاله است.

۲- مدلسازی

یک ربات الکتریکی را در نظر بگیرید که توسط موتورهای dc مغناطیس دائم هدایت می شود. دینامیک بازوی ماهر ربات به صورت زیر داده شده است[۱۷]:

$$D(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) = \tau \quad (۱)$$

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

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + r\tau = \tau_m \quad (۲)$$

$\tau_m \in R^n$ بردار گشتاور موتورها ، $\theta_m \in R^n$ بردار موقعیت موتورها ، J,B و r به ترتیب ماتریس های n×n قطری برای اینرسی، میرایی و ضریب چرخ دنده موتور هستند. بردار سرعت مفصل $\dot{q}$ توسط بردار سرعت موتور $\dot{\theta}_m$ از طریق چرخ دنده ها بدست می آید:

$$r\dot{\theta}_m = \dot{q} \quad (۳)$$

توجه داشته باشید که بردارها و ماتریس برای وضوح به صورت بولد نشان داده می شوند. به منظور به دست آوردن ولتاژ موتور به عنوان ورودی سیستم، معادله الکتریکی موتورهای dc مغناطیس دائم را به شکل ماتریس زیر در نظر می گیرند:

$$RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} = U \quad (۴)$$

$U \in R^n$ بردار ولتاژ موتور و $I_a \in R^n$ بردار جریان های موتور هستند. L,R و K_b به ترتیب ماتریس های قطری n×n برای مقاومت میله فلزی، اندوکتانس و ضریب ثابت القایی موتور را نشان می دهد. بردار گشتاور موتور τ_m به عنوان ورودی معادله دینامیک ۲ توسط بردار جریان موتور تولید می شود:

$$K_m I_a = \tau_m \quad (۵)$$

که K_m ماتریس قطری ثابت گشتاور هست. یک مدل به صورت الکتریکی برای ربات در فضای حالت با استفاده از معادلات ۱ تا ۵ به صورت زیر معرفی شده است:

$$\dot{x} = f(x) + bu \quad (۶)$$

که

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ (Jr^{-1} + rD(x_1))^{-1}\big(-\big(Br^{-1} + rC(x_1,x_2)\big)x_2 - rG(x_1) + K_m x_3\big) - L^{-1}(K_b r^{-1} x_2 + Rx_3) \end{bmatrix} \quad (۷)$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix} \quad , \quad x = \begin{bmatrix} q \\ \dot{q} \\ I_a \end{bmatrix}$$

همانطور که توسط مدل فضای حالت ۶ نشان داده شده است، سیستم رباتیک شامل محرک ها یک سیستم چند متغیره غیرخطی کوپل شده است. مدل ۶ به صورت همراه نیست و برای تهیه فرم همراه نیاز به محاسبات زیادی دارد. بردار ولتاژ موتور با u که ورودی سیستم روباتیک است مشخص می شود که توسط ۶ بیان شده است. این مسئله کنترل به صورت مرسوم کنترل مبتنی بر گشتاور تا کنترل مبتنی بر ولتاژ را در بر دارد[۱۸].

۳- طراحی قانون کنترل گسسته پیشنهادی

کنترلر بر اساس استراتژی کنترل ولتاژ برای ساده تر کردن مشکل کنترل طراحی شده است. یک ساختار غیر متمرکز و آزاد از دینامیک بازوی ربات می تواند برای کنترل فراهم شود. قوانین کنترل مبتنی بر ولتاژ به صورت الکتریکی برای ربات ها مانند کنترل مقاوم، کنترل تطبیقی، کنترل بهینه مقاوم،کنترل فازی مقاوم، کنترل مقاوم با استفاده از تخمین گر عدم قطعیت فازی تطبیقی و

کنترل فازی تطبیقی توسعه داده شده اند[۲۲-۱۹]. با استفاده از معادله ۴ معادله الکتریکی موتور را می توان به صورت زیر نوشت.

$$v = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} + \varphi \quad (۸)$$

متغیر φ اغتشاش خارجی را نشان می‌دهد. دینامیک سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$v = \ddot{q} + g \quad (۹)$$

که g به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$g = RI_a + L\dot{I}_a + K_b r^{-1}\dot{q} + \varphi - \ddot{q} \quad (۱۰)$$

به منظور پیشنهاد یک کنترل‌کننده مستقل از مدل، سیستم ۹ را می‌توان در نظر گرفت که در آن g نامعینی را بیان می‌کند. با استفاده از معادله ۹ می‌توان یک سیستم خطی گسسته با دوره نمونه‌برداری T بدست آورد که T یک ثابت مثبت کوچک است. با جایگذاری kT به T برای $kT \le t < (k+1)T$ و $k = 1,2,\dots$ مدل زمان-گسسته سیستم را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v = \ddot{q}_k + g_k + \varepsilon_1 \quad (۱۱)$$

که $\ddot{q}_k = \ddot{q}(kT)$ و $g_k = g(kt)$ و خطای گسسته‌سازی ε_1 به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\varepsilon_1 = \ddot{q} - \ddot{q}_k + g - g_k \quad (۱۲)$$

قانون کنترل فازی تطبیقی گسسته را به صورت زیر پیشنهاد می‌دهیم:

$$v = \ddot{q}_{d,k} + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} + f_k \quad (۱۳)$$

که v خروجی کنترل‌کننده است و به ولتاژ ورودی موتور داده می‌شود. $e_k = q_{d,k} - q_k$ خطای ردیابی در زمان نمونه‌برداری فعلی T، $e_{k-1} = q_{d,k-1} - q_{k-1}$ زمان نمونه‌برداری در لحظه قبلی e_k و k_1 و k_2 پارامترهای طراحی کنترل هستند. عبارت f_k یک سیستم فازی تطبیقی برای جبران نامعینی است. $\ddot{q}_{d,k}$ مقدار زمان-گسسته شتاب مفصل مطلوب $\ddot{q}_d(t)$ را با استفاده از تبدیل نگهدار مرتبه صفر مشخص می‌کند و به صورت زیر تعریف می‌شود[۴]:

$$\ddot{q}_{d,k} = \ddot{q}_d(kT) \qquad for \;\; kT \le t \le (k+1)T \quad and \quad k = 0,\dots \quad (۱۴)$$

۴- تخمین گر فازی تطبیقی گسسته

با جایگذاری قانون کنترل ۱۳ در مدل زمان-گسسته سیستم ۱۱، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\ddot{e}_k + k_1 e_k + k_2 e_{k-1} = g_k + \varepsilon_1 - f_k \quad (۱۵)$$

که $\ddot{q}_{d,k} - \ddot{q}_k = \ddot{e}_k$. به دلیل مشکلات پیاده سازی عملی برای بدست آوردن $\dot{e}_k$ می‌توان آن را با استفاده از تابع مشتق به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\dot{e}_k = \frac{e_k - e_{k-1}}{T} + \varepsilon_2 \quad (۱۶)$$

با استفاده از

$$\ddot{e}_k = \frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T^2} + \varepsilon_2 \quad (۱۷)$$

که در آن ε_2 خطای گسسته‌سازی است. معادله ۱۵ را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2} = G_k - f_k \quad (۱۸)$$

که در آن

$$a_1 = k_1 + \frac{1}{T^2} \quad ; \quad a_2 = k_2 - \frac{2}{T^2} \quad ; \quad a_3 = \frac{1}{T^2} \quad ; \quad G_k = g_k + \varepsilon_1 - \varepsilon_2 \quad (۱۹)$$

فرض می‌کنیم که $\hat{F}_k$ خروجی سیستم فازی با ورودی‌های e_k، e_{k-1} و e_{k-2} می‌باشد. اگر دو مجموعه فازی برای هر ورودی فازی داشته باشیم کل فضای کنترلی بوسیله هشت قانون فازی پوشانده خواهد شد. قوانین فازی به صورت زیر پیشنهاد می‌شود[۲۳]:

$$FR_1{:}\, if\ e_k\ is\ A_1^l\ and\ e_{k-1}\ is\ A_2^l\ and\ e_{k-2}\ is\ A_3^l \quad (۲۰)$$

$$then\ f_k^l = c_{0,k}^l + c_{1,k}^l\, e_k + c_{2,k}^l\, e_{k-1} + c_{3,k}^l\, e_{k-2}$$

در اینجا FR_l ، l امین قانون فازی برای $l=1, \ldots, 8$ را مشخص می‌کند. در l امین قانون A_1^l ، A_2^l و A_3^l به ترتیب توابع عضویت فازی متعلق به متغیرهای فازی e_k، e_{k-1} و e_{k-2} هستند. توابع عضویت گوسین به نام‌های مثبت (P) و منفی (N) برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که درشکل ۱ نشان داده شده، تعریف می‌شود. هرگاه به موتور ولتاژ مثبت داده شود در جهت عقربه های ساعت واگر ولتاژ منفی به موتور داده شود در خلاف جهت عقربه های ساعت می چرخد بنابراین مجموعه قواعد به این صورت است که اگر خطا مثبت آنگاه ولتاز موتور مثبت و اگر خطا منفی آنگاه ولتاز موتور منفی باشد(P و Z مقادیر فازی هستند) . از توابع عضویت گوسین نیز استفاده شده جون مشتق پذیر است. توابع عضویت گوسین برای ورودی e_{k-1} و e_{k-2} نیز مشابه e_k تنظیم شده‌اند. ضرایب $c_{0,k}^l$، $c_{1,k}^l$ ، $c_{2,k}^l$ و $c_{3,k}^l$ پارامترهای طراحی هستند. قوانین فازی باید معلوم باشند به طوری که سیستم کنترل به نقطه تعادل برود. می‌توانیم از دانش افراد خبره، روش آزمایش و خطا یا الگوریتم بهینه‌سازی برای طراحی کنترل‌کننده فازی استفاده کنیم. قوانین فازی در جدول ۱ داده شده‌اند. تعداد قوانین فازی از رابطه 2^n بدست می آید از آنجاییکه سه متغیر فازی e_k، e_{k-1} و e_{k-2} وجود دارد بنابراین تعداد قوانین $2^3=8$ است. همچنین، f_k با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی برای کمترین خطای ردیابی تطبیق می‌شود.

اگر از موتور استنتاج ضرب، فازی‌ساز منفرد، غیر فازی‌ساز میانگین مراکز و توابع عضویت گوسین استفاده کنیم، سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود[۲۳]:

$$f_k = \frac{\sum_{l=1}^{8} f_k^l z_k^l}{\sum_{l=1}^{8} z_k^l} \quad (۲۱)$$

که

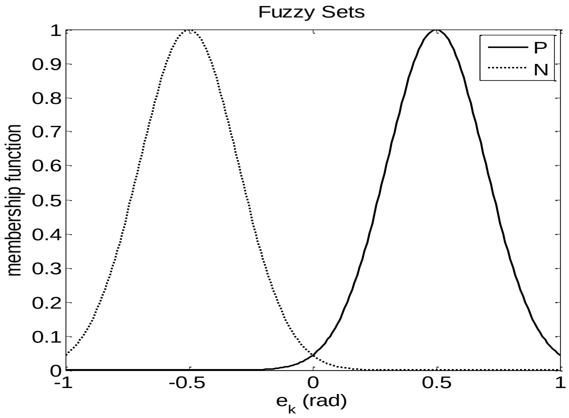
$$z_k^l = \mu_{A_1^l}(e_k)\mu_{A_2^l}(e_{k-1})\mu_{A_3^l}(e_{k-2}) \quad (۲۲)$$

$$f_k^l = c_{0,k}^l + c_{1,k}^l e_k + c_{2,k}^l e_{k-1} + c_{3,k}^l e_{k-2} \quad (۲۳)$$

دراینجا $\mu_{A_1^l}(e_k) \in [0,1]$،$\mu_{A_2^l}(e_{k-1}) \in [0,1]$ و $\mu_{A_3^l}(e_{k-2}) \in [0,1]$ به ترتیب توابع عضویت برای مجموعه‌های فازی $\mu_{A_1^l}$، $\mu_{A_2^l}$ و $\mu_{A_3^l}$ هستند. هدف طراحی یک سیستم فازی f_k است به طوری که خطای تخمین

$$E_k = \frac{1}{2}(G_k - f_k)^2 \quad (۲۴)$$

مینیمم شود. برای این هدف پارامترهای $c_{0,k}^l$، $c_{1,k}^l$ ، $c_{2,k}^l$ و $c_{3,k}^l$ باید آنلاین تنظیم شود. قانون تطبیق در الگوریتم گرادیان نزولی به صورت زیر داده شده است[۲۳]:



شکل۱: توابع عضویت فازی متعلق به متغیرهای فازی e_k

جدول۱: قوانین فازی

e_k	e_{k-1}	e_{k-2}	f_k^l
N	N	N	f_k^1
N	N	P	f_k^2
N	P	N	f_k^3
N	P	P	f_k^4
P	N	N	f_k^5
P	N	P	f_k^6
P	P	N	f_k^7
P	P	P	f_k^8

$$c_{i,k+1}^l = c_{i,k}^l - \alpha \frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l} \quad for \quad i = 0, \ldots, 3 \tag{۲۵}$$

در اینجا α ثابت مثبت است و سرعت همگرایی را مشخص می‌کند و $\frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l}$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial E_k}{\partial c_{i,k}^l} = \frac{\partial E_k}{\partial f_k} \frac{\partial f_k}{\partial f_k^l} \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{i,k}^l} \qquad for \quad i = 0, \ldots, 3 \tag{۲۶}$$

با استفاده از ۲۴، می‌توان $\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = f_k - G_k$ را محاسبه نمود. G_k نامعینی و غیر قابل اندازه گیری است بنابراین در دسترس نیست. با جایگذاری ۱۸ برای $G_k - f_k$ در $\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = f_k - G_k$ داریم:

$$\frac{\partial E_k}{\partial f_k} = -(a_1 e_k + a_2 e_{k-1} + a_3 e_{k-2}) \tag{۲۷}$$

در نتیجه، $\frac{\partial E_k}{\partial f_k}$ را می‌توان به آسانی به صورت رابطه‌ی ۲۷ تنها با استفاده از اندازه‌گیری خطای موقعیت مفصل محاسبه نمود. بنابراین، الگوریتم گرادیان نزولی به اطلاعات ورودی- خروجی برای تابع غیر قابل اندازه گیری G_k نیاز ندارد و به جای آن از خطای ردگیری e_k و زمان‌های نمونه‌برداری قبل از آن که قابل اندازه‌گیری هستند، استفاده شده است. از معادله ۲۱ داریم:

$$\frac{\partial f_k}{\partial f_k^l} = \frac{z_k^l}{\sum_{l=1}^{8} z_k^l} \tag{۲۸}$$

$\frac{\partial f_k^l}{\partial c_{i,k}^l}$ از ۲۳ برای $i = 0, \ldots, 3$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\frac{\partial f_k^l}{\partial c_{0,k}^l}=1 \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{1,k}^l}=e_k \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{2,k}^l}=e_{k-1} \quad , \quad \frac{\partial f_k^l}{\partial c_{3,k}^l}=e_{k-2} \tag{۲۹}$$

با جایگذاری معادله‌های ۲۷، ۲۸ و ۲۹ در ۲۶ داریم:

$$c_{0,k+1}^l=c_{0,k}^l+\alpha\frac{z_k^l(a_1e_k+a_2e_{k-1}+a_3e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l} \tag{۳۰}$$

$$c_{1,k+1}^l=c_{1,k}^l+\alpha\frac{z_k^l(a_1e_k+a_2e_{k-1}+a_3e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l}e_k \tag{۳۱}$$

$$c_{2,k+1}^l=c_{2,k}^l+\alpha\frac{z_k^l(a_1e_k+a_2e_{k-1}+a_3e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l}e_{k-1} \tag{۳۲}$$

$$c_{3,k+1}^l=c_{3,k}^l+\alpha\frac{z_k^l(a_1e_k+a_2e_{k-1}+a_3e_{k-2})}{\sum_{l=1}^8 z_k^l}e_{k-2} \tag{۳۳}$$

۵- تحلیل پایداری

اثبات برای محدود بودن متغیرهای حالت q ، $\dot{q}$ و I_a بوسیله آنالیز پایداری بیان می‌شود. به منظور آنالیز پایداری، فرضیات زیر را داریم:

فرض ۱: مسیر مطلوب q_d باید نرم باشد به طوری که q_d و مشتقات آن تا مرتبه‌ی مورد نیاز در دسترس باشند و همه به طور یکنواخت محدود شوند [۲۴]. بعنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

فرض ۲: اغتشاش خارجی φ به صورت $|\varphi(t)|\le\varphi_{max}$ محدود شده است.

سیستم حلقه بسته ۱۸ را می‌توان به صورت زیر بیان نمود:

$$a_1e_k+a_2e_{k-1}+a_3e_{k-2}=w \tag{۳۴}$$

که $w=G_k-f_k$ ، معادله دیفرانسیل خطی مرتبه دوم ۳۴ مبنی بر روش پایداری جوری یک سیستم پایدار است. خروجی e_k محدود است اگر ورودی w محدود باشد. الگوریتم گرادیان نزولی، کاهش خطا را بوسیله $E_k=\frac{1}{2}(G_k-f_k)^2$ در معادله ۲۴ بوجود می‌آورد. بنابراین $w=G_k-f_k$ محدود است. در سیستم ۳۴، محدود بودن ورودی w بیان می‌کند که:

نتیجه ۱: e_k، e_{k-1} و e_{k-2} محدود هستند. ما $q_k=q_{d,k}-e_k$ را داریم. مطابق با فرض ۱، $q_{d,k}$ محدود است. بنابراین

نتیجه ۲: موقعیت مفصل q_k محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_1^l}$، $\mu_{A_2^l}$، $\mu_{A_3^l}\in[0\quad 1]$ ، مطابق با معادله ۲۲ می‌توان $|z_k^l|\le 1$ را نتیجه گرفت.

از این رو نتیجه ۳: تابع z_k^l محدود است.

پارامترهای $c_{0,k+1}^l$ ، $c_{1,k+1}^l$، $c_{2,k+1}^l$ و $c_{3,k+1}^l$ به صورت معادله‌های ۳۰ تا ۳۳ بیان شده‌اند که در آنها a_1، a_2 و a_3 ثابت هستند. همان طوری که در نتیجه ۱ بیان شد e_k ، e_{k-1} و e_{k-2} محدود هستند. محدودیت تابع z_k^l در نتیجه ۳ بررسی شد. بنابراین:

نتیجه ۴: پارامترهای $c_{0,k+1}^l$ ، $c_{1,k+1}^l$، $c_{2,k+1}^l$ و $c_{3,k+1}^l$ محدود هستند. با استفاده از نتیجه ۱، نتیجه ۴ و معادله ۲۳ می‌توان گفت که:

نتیجه ۵: تابع f_k^l محدود است.

با در نظر گرفتن معادله ۲۱، نتیجه ۳ و نتیجه ۵، می‌توان نتیجه گرفت که:

نتیجه ۶: تابع f_k محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل معادله ۱۳ و با استفاده از فرض ۱ برای محدود بودن $\ddot{q}_{d,k}$، نتیجه ۶ برای محدودیت f_k و نتیجه ۱ برای محدود بودن e_k و e_{k-1}، داریم که:

نتیجه ۷: ولتاژ موتور v محدود است.

با ضرب طرفین معادله ۸ در I_a، معادله توان به صورت زیر بدست می‌آید:

$$vI_a = RI_a^2 + L\dot{I}_a I_a + K_b r^{-1}\dot{q}I_a + \varphi I_a \quad (۳۵)$$

موتور توان الکتریکی vI_a را گرفته و توان مکانیکی $K_b r^{-1}\dot{q}I_a$ را که در معادله ۳۵ بیان شده تولید می‌کند. ترم RI_a^2 توان اتلافی در سیم پیچ‌ها و ترم $L\dot{I}_a I_a$ مشتق انرژی ذخیره شده می‌باشد. معادله ۳۵ را برای $t > 0$ می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\int_0^t (v-\varphi)I_a\ dt = \int_0^t RI_a^2\ dt + \int_0^t L\dot{I}_a I_a\, dt + \int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}\, I_a\, dt \quad (۳۶)$$

با $I_a(0)=0$ معادله ۳۶ به صورت زیر است:

$$\int_0^t (v-\varphi)I_a\ dt = RI_a^2 + 0.5LI_a^2 + \int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}\, I_a\, dt \quad (۳۷)$$

از آن جایی که $RI_a^2 t \geq 0$ و $0.5LI_a^2 \geq 0$، داریم:

$$\int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}\, I_a\, dt \ \leq\ \int_0^t (v-\varphi)I_a\ dt \quad (۳۸)$$

کران بالای انرژی مکانیکی به شکل زیر داده شده است:

$$\int_0^t K_b r^{-1}\dot{q}\, I_a\, dt = \int_0^t (v-\varphi)I_a\ dt \quad (۳۹)$$

از آن جایی که در کران بالای انرژی مکانیکی

$$K_b r^{-1}\dot{q} = v - \varphi \quad (۴۰)$$

بنابراین $\dot{q}$ به صورت $|\dot{q}| \leq (|v| + |\varphi|)/K_b r^{-1}$ محدود شده است از این رو:

نتیجه ۸: سرعت موتور $\dot{q}$ محدود است.

با استفاده از معادله ۸ می‌توان نوشت:

$$RI_a + L\dot{I}_a = w \quad (۴۱)$$

که

$$w = v - K_b r^{-1}\dot{q} - \varphi \quad (۴۲)$$

معادله ۴۲ و محدود بودن v در نتیجه ۷، $\dot{q}$ در نتیجه ۸ و φ در فرض ۲، بیان می‌کند که:

نتیجه ۹: w محدود است.

معادله دیفرانسیل خطی ۴۱ مبنی بر معیار روث هرویتز یک سیستم خطی پایدار است. محدود بودن ورودی w بیان می‌کند که :

نتیجه ۱۰: جریان موتور I_a محدود است.

با استفاده از معادله ۴۱ و محدود بودن w در نتیجه ۹ و I_a در نتیجه ۱۰، می‌توان گفت که:

نتیجه ۱۱: $\dot{I}_a$ محدود است.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۲، سرعت مفصل $\dot{q}$ و جریان موتور I_a در نتیجه ۸، محدود هستند. بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۱۲: بردارهای حالت q، $\dot{q}$ وI_a محدود هستند.

بنابراین، پایداری اثبات شد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات اسکارا با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه‌سازی می‌نماییم. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتورهای هر مفصل از یک کنترل-

کننده جداگانه استفاده می‌شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $v_{max} = 40V$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول ۲، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات اسکارا در جدول ۳ و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول ۴ داده شده‌اند[۲۱]. دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل ۲ ترسیم شده است. دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC در شکل ۳ رسم شده است. بازوی سه رابط اسکارا در شکل ۴ نشان داده شده است. این شکل شامل سه مفصل است، مفصل اول و دوم از نوع لولایی و مفصل سوم از نوع کشویی می‌باشند.

جدول۲: پارامترهای موتور

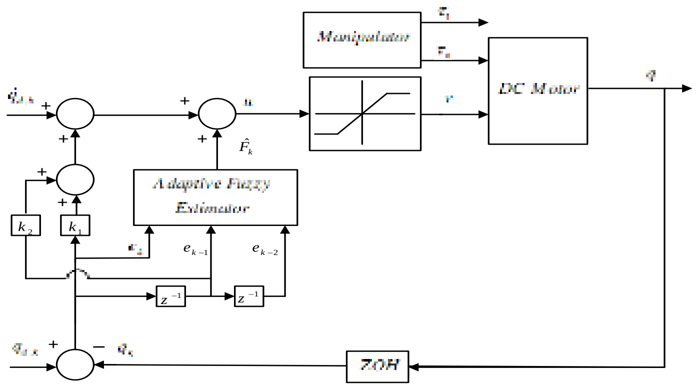
Motors	R	k_b	L	J_m	B_m	r	v
1,2,3	1.26	0.26	0.001	0.0002	0.001	0.01	40

جدول۳: پارامترهای ربات اسکارا با روش دناویت- هارتنبرگ

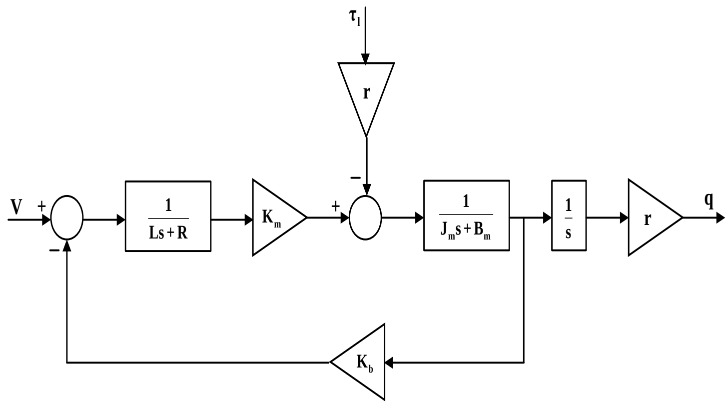
Link	θ	d	a	α
1	θ_1	0	$a_1 = 0.325$	0
2	θ_2	0	$a_2 = 0.225$	π
3	0	$d_3 = 0.21$	0	0

جدول۴: پارامترهای دینامیکی ربات اسکارا

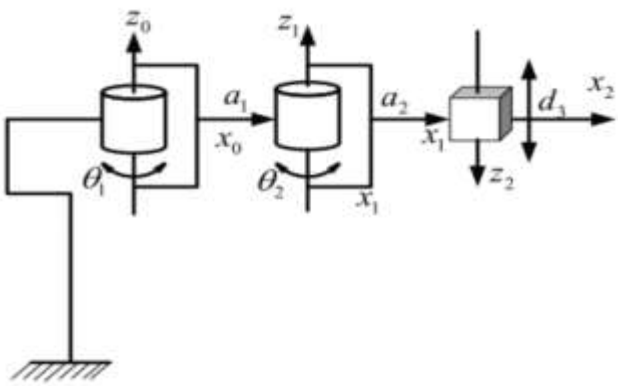
Link	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
1	- 0.173	0	0	2.6	0.0034	0.0043	0.0045	0	0.0012	0
2	- 0.133	0	- 0.111	5.9	0.0240	0.0670	0.0540	0	0.0066	0
3	0	0	- 0.333	1.1	0.0041	0.0041	3.2×10^{-4}	0	0	0



شکل۲: دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ



شکل۳: دیاگرام موتور مغناطیس دائم DC



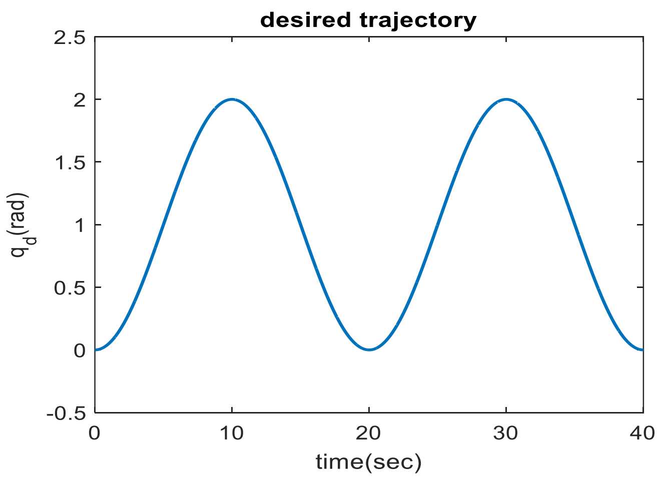
شکل۴: ربات اسکارای سه محوری [۲۶]

۶-۱-کنترل ردگیری

مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است[۲۷]

$$q_{d,k} = 1 - cos\left(\frac{\pi kT}{10}\right) \qquad for \quad 0 \le kT \le 10 \tag{۴۳}$$

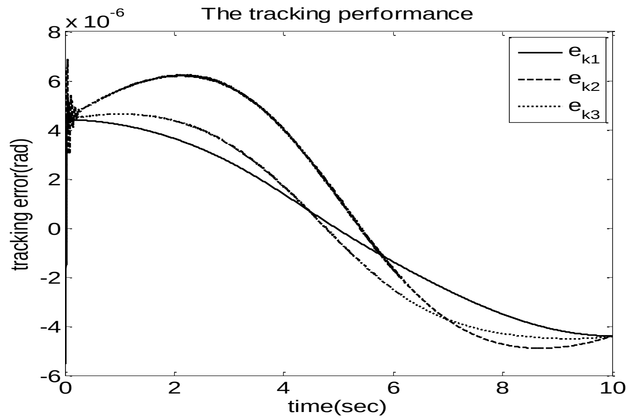
مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل ۵ یکسان در نظر گرفته شده است.



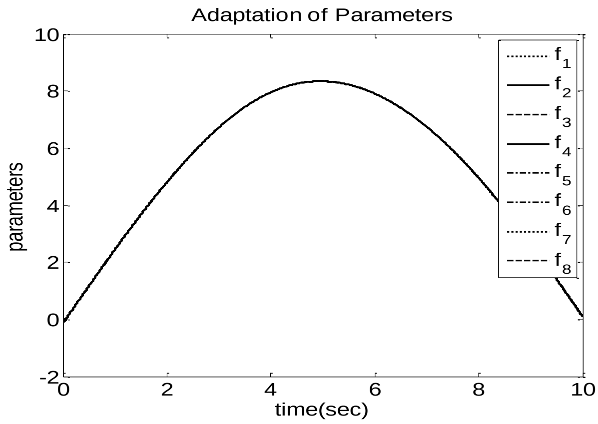
شکل۵: مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل

در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $c_{0,k}^{-l}(0) = 0$ ،$c_{1,k}^{-l}(0) = 0$ ،$c_{2,k}^{-l}(0) = 0$ ،$c_{3,k}^{-l}(0) = 0$ ،$\alpha = 0.5$ ، $k_1= 500$ و $k_1= 9000$ انتخاب شده‌اند. هر چهار کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی میتوانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته در شکل ۶ نشان داده شده است. نمادهای e_1، e_2 و e_3 خطای ردگیری برای مفصل‌های ۱، ۲ و ۳ هستند.

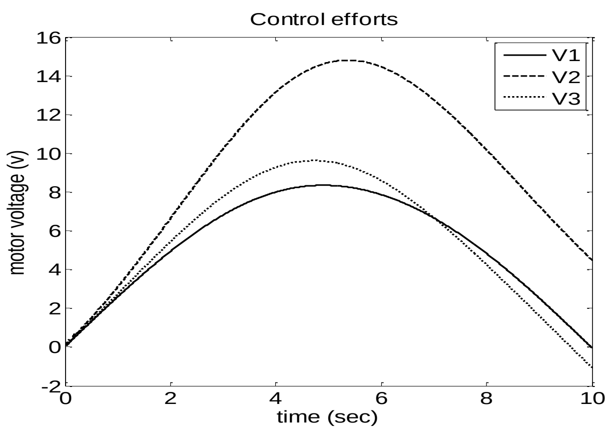
همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی $-4.32\times10^{-6}\ rad$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل ۷ نشان داده شده است. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل ۸ نمایش داده شده است.



شکل۶: عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی زمان-گسسته



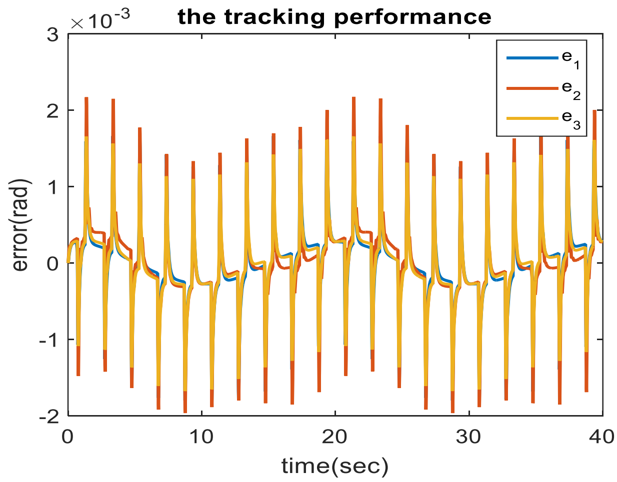
شکل۷: تطبیق پارامترهای سیستم فازی تطبیقی گسسته زمان



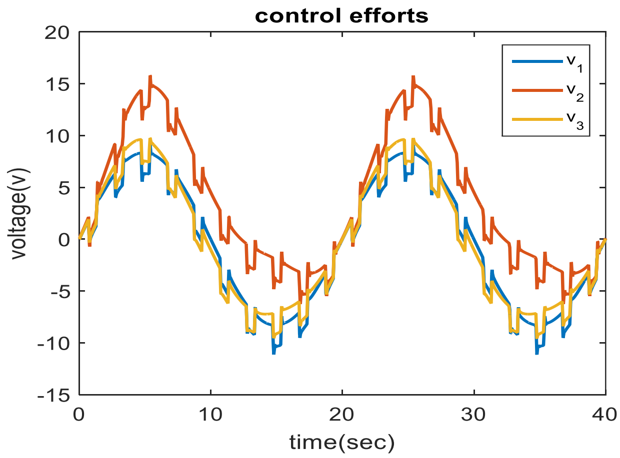
شکل۸: ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

۶-۲- کنترل با اغتشاش

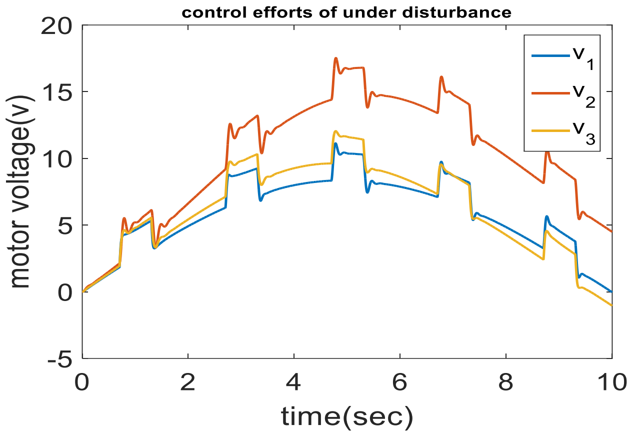
در این قسمت از شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $c_{0,k}^{-l}(0) = 0$ ،$c_{1,k}^{-l}(0) = 0$ ،$c_{2,k}^{-l}(0) = 0$، $c_{3,k}^{-l}(0) = 0$، $\alpha =$ 0.05 ، $k_1=$ 50 و $k_1=$ 4000 انتخاب شده‌اند. در اینجا چون می‌خواهیم عملکرد کنترل کننده و مقاوم بودن آن در برابر حالت اغتشاش با فرکانس و دامنه نسبتاً زیاد را نسبت به فرکانس و دامنه ولتاژ موتورها بررسی کنیم یک اغتشاش خارجی با یک تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر ۰/۷ ثانیه، دامنه ۲ ولت و پهنای پالس با ۳۰ درصد پریود زمانی به سیستم کنترل اعمال می‌شود. شکل ۹ خطای ردگیری سیستم کنترل با حضور اغتشاش خارجی را نمایش می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌گردد خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی -8×10^{-5} *rad* می‌باشد. تغییرات ناگهانی روی منحنی به خاطر اغتشاش خارجی است. شکل ۱۰ ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. تلاش‌های کنترلی به خوبی به اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند ولتاژ موتورها در محدوده مجاز می‌باشند. یک اغتشاش خارجی با یک تولید پالس با پریود زمانی ۲ ثانیه، تأخیر ۰/۷ ثانیه، دامنه ۲- ولت و پهنای پالس با ۳۰ درصد پریود زمانی به سیستم کنترل اعمال می‌شود. شکل ۱۱ ولتاژ موتورها را نشان می‌دهد که به خوبی به اغتشاش خارجی با دامنه منفی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند.



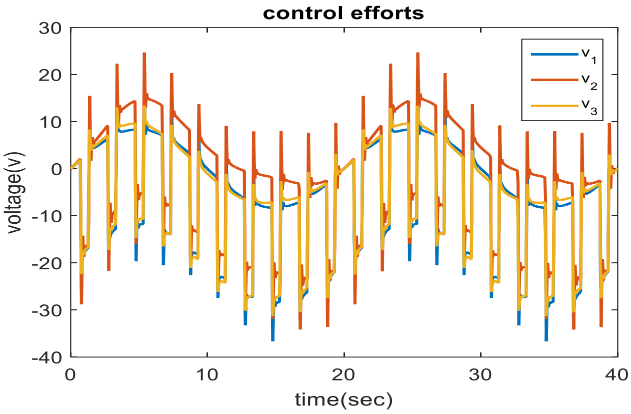
شکل۹: عملکرد ردگیری با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل۱۰: ولتاژ موتورها با اغتشاش در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل۱۱: ولتاژ موتورها با اغتشاش دامنه منفی در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته



شکل۱۲: ولتاژ موتورها با افزایش اغتشاش ده درصد در سیستم فازی تطبیقی زمان-گسسته

شکل ۱۲ ولتاژ موتورها جهت کنترل مفاصل ربات را نشان می‌دهد. تلاش‌های کنترلی به خوبی به افزایش ده درصدی اغتشاش خارجی پاسخ می‌دهند و آنها را جبران می‌نمایند ولتاژ موتورها در محدوده مجاز می‌باشند.

در این مقاله، استراتژی کنترل ولتاژ و کنترل‌کننده فازی تطبیقی زمان‌گسسته مورد توجه و بررسی قرار گرفته‌اند. روش کنترلی مذکور طراحی، تحلیل و شبیه‌سازی شده است و به ارزیابی عملکرد سیستم کنترل در مسائل ردگیری و اغتشاش پرداخته شده است. در نهایت بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته با راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری بسیار مناسبی است. روش‌های کنترل ولتاژ مستقل از مدل ربات بوده و با استفاده از فن مفصل مستقل به سیستم اعمال گردیده است. در نتیجه کنترل چندمتغیره ربات به کنترل جداگانه هر مفصل تبدیل شده است که علاوه بر سادگی، سهم بسزایی در کاهش حجم محاسبات دارد. طراحی سیستم فازی تنها با داشتن یک یا دو متغیر ورودی بسیار ساده و محاسبات آن به صورت قابل توجه‌ای کاهش یافته است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده، خطای گسسته سازی و اغتشاش خارجی است، مقاوم هستند.

۶-۳- مقایسه کنترل کننده پیشنهادی

۶-۳-۱- کنترل تطبیقی غیرمستقیم بر اساس مدل فازی T-S گسسته زمان

کنترل فازی تطبیقی زمان گسسته با رویکرد کنترلی به عنوان کنترل تطبیقی غیرمستقیم پایدار بر اساس مدل فازی T-S گسسته زمان مقایسه شده است[۲۵]. اغتشاش خارجی در سیستم ۸ به صورت $\varphi = 0$ صفر داده شده است. مدل تخمین به صورت زیر بیان می شود:

$$\hat{x}_{k+1} = f(\hat{x}_k) + \hat{g}(\hat{x}_k)u \quad (۴۴)$$

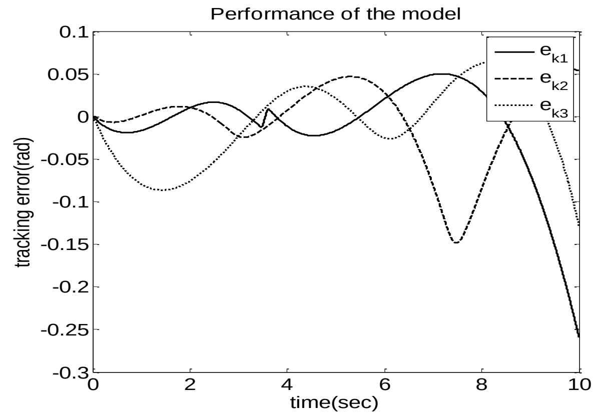
که $f(\hat{x}_k)$ و $\hat{g}(\hat{x}_k)$ تخمینی از مدل تابع هستند. قانون کنترل مبنی بر مدل ۴۴ به صورت زیر طراحی می شود

$$u = \frac{x_{r,k} + h^T e_k - \hat{f}(\hat{x}_k)}{\hat{g}(\hat{x}_k)} \quad (۴۵)$$

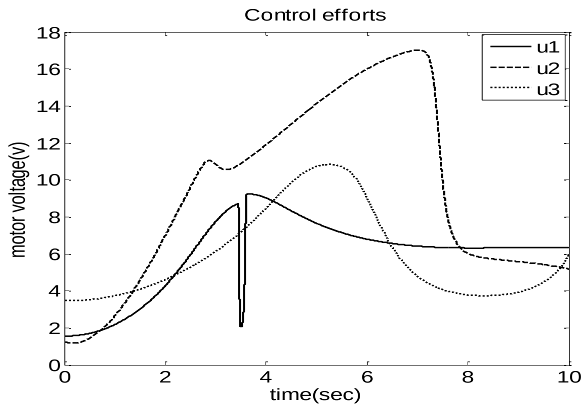
که $x_{r,k}$ مسیر مرجع، e_k خطای ردیابی و $h = [h_n, \dots, h_1]^T \in R^n$ انتخاب شده است به طوری که صفرهای چند جمله ای

$$h(z) = z^n + h_1 z^{n-1} + \cdots + h_n \quad (۴۶)$$

داخل مرکز دایره واحد مستقر در صفحه z واقع شده اند. عملکرد کنترل در شکل ۱۳ نشان داده شده است ماکزیمم خطا $\grave{6}3 \times 10^{-3}$ در مفصل ۳ اتفاق افتاده است. رفتار موتورها تحت ولتاژ مجاز در شکل ۱۴ نشان داده شده است. مقایسه شکل ۶ و ۱۳ نشان می دهد که کنترل فازی تطبیقی زمان گسسته روش کنترلی بهتری می باشد.



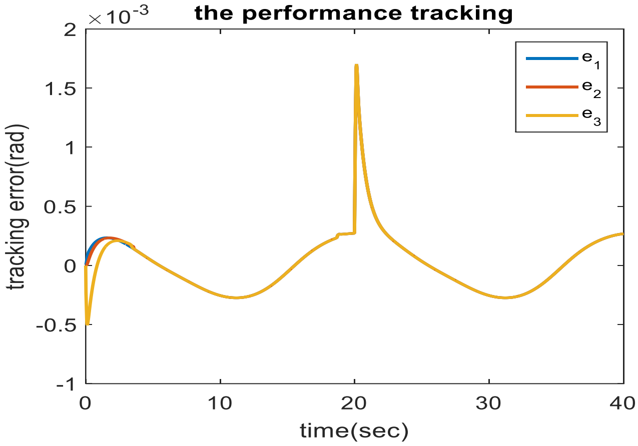
شکل۱۳: عملکرد ردگیری کنترل تطبیقی غیرمستقیم پایدار بر اساس مدل فازی T-S گسسته زمان



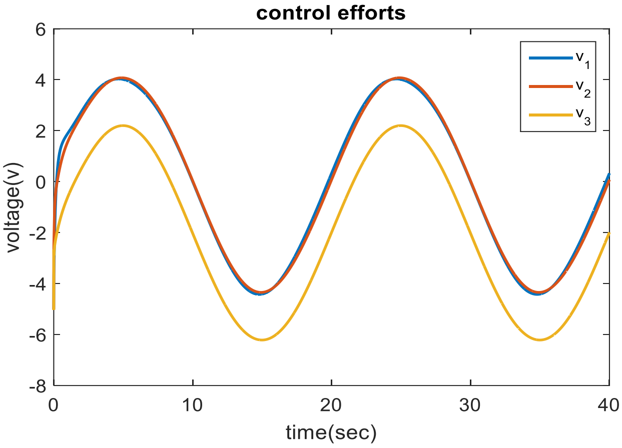
شکل۱۴: ولتاژ موتورها در کنترل تطبیقی غیرمستقیم پایدار بر اساس مدل فازی T-S گسسته زمان

۶-۳-۲- کنترل مد لغزشی دینامیک مقاوم بازوی ربات با استفاده از گسترش سری فوریه

در این مقاله یک کنترل مد لغزشی دینامیکی مقاوم برای بازوی ربات با موتور الکتریکی ارائه شده است. قانون کنترل، ولتاژهای موتور را براساس استراتژی کنترل ولتاژ محاسبه می کند. عدم قطعیت با استفاده از بسط سری فوریه تخمین زده می شود و خطای مدلسازی جبران می شود. ضرایب سری فوریه بر اساس تجزیه و تحلیل پایداری تنظیم می شوند. مطالعه موردی روی یک ربات اسکارا شبیه سازی شده است. برای سادگی ، فقط از سه عبارت اول سری فوریه استفاده شده است. خطای ردیابی کنترل مد لغزشی دینامیک مقاوم با استفاده از گسترش سری فوریه در شکل ۱۵ نشان شده است. سیگنال های کنترل نیز در شکل ۱۶ رسم شده اند. مقایسه شکل ۶ و ۱۵ نشان می دهد که کنترل فازی تطبیقی زمان گسسته روش کنترلی بهتری می باشد.



شکل ۱۵: خطای ردیابی کنترل مد لغزشی دینامیک مقاوم با استفاده از گسترش سری فوریه



شکل ۱۶: سیگنال های کنترلی کنترل مد لغزشی دینامیک مقاوم با استفاده از گسترش سری فوریه

۷- نتیجه‌گیری

این مقاله یک روش کنترل زمان گسسته فازی تطبیقی مقاوم بازوی ربات اسکارا را با استفاده از راهبرد کنترل ولتاژ پیشنهاد داده است. ضعف روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل گشتاور آن است که دینامیک محرکه‌ها را در نظر نمی‌گیرد ولی در مقابل روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ به نقش موتورها توجه اساس دارد. روش‌های مبتنی بر راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری مناسب‌تر و دقیق‌تری هستند. به طور کلی می‌توان نتیجه گرفت که بدلیل مزیت‌های مذکور کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل گشتاور ترجیح داده می‌شوند. همچنین، تنظیم پارامترهای تخمینگر فازی با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی انجام شده است. در اکثر مراجع، تخمینگر های فازی به گونه ای طراحی می‌شوند که خروجی سیستم فازی، خروجی سیستم را ردگیری کند. اما در اینجا، سیستم فازی برای تخمین عدم قطعیت مجتمع طراحی شده است و این مهمترین تمایز روش پیشنهادی با روشهای قبلی است. تابع عدم قطعیت را نمیتوان اندازه گیری نمود. برای حل این مشکل، نشان دادیم که خطای تخمین سیستم فازی تابعی از خطای ردگیری و مشتق آن است و با استفاده از آنها پارامترهای سیستم فازی تطبیق شده اند. همچنین، اکثر رباتهای تجاری فقط فیدبک موقعیت را در اختیار کاربر قرار می‌دهند، که در این مقاله، تنها از این فیدبک و نمونه‌های لحظات قبل آن استفاده شده است. در حالیکه اکثر الگوریتم‌های کنترلی با تضمین پایداری برای بازوی مکانیکی ربات، همه فیدبک‌های متغیرهای حالت را نیاز دارند. نتایج شبیه سازی نیز تاثیر روش کنترل کننده پیشنهادی را در کنترل ردیابی به خوبی نشان می دهد.

عنوان مقاله	مزایا	معایب	مرجع	مدلسازی
Stable indirect adaptive control based on discrete time T-S fuzzy model	برتری روش فازی تطبیقی غیر مستقیم این است که به کمک قوانین فازی می توان سیستم‌هایی را که مدل ریاضی دقیقی از آنها در اختیار نیست، توصیف کرد.	مدل فازی T-S نمی‌تواند مدل دقیقی برای تولید سیگنال کنترل مناسب در عملیات بر خط فراهم کند، به ویژه وقتی که در سیستم تغییر پارامتر وجود داشته باشد.	۲۵	دینامیک سیستم یک مدل تخمین تابع غیرخطی و کنترل کننده پیشنهادی فازی تطبیقی است
Robust dynamic sliding mode control or robot manipulators the fourier series expansion	برتری این مقاله ارائه یک قانون تطبیق برای فرکانس اساسی گسترش سری فوریه و در نتیجه، نیاز به روش آزمون و خطا در تنظیم آن کم است.	در این مقاله، برای طراحی قانون کنترل و تضمین پایداری سیستم از کنترل مود لغزشی بهره می‌برد اما قانون کنترل این روش پیچیده می‌باشد و خطای ردگیری نیز نسبتاً قابل ملاحظه است.	۲۷	دینامیک سیستم ربات و کنترل کتتده پیشنهادی مد لغزشی با استفاده از سری فوریه می‌باشد
کنترل زمان گسسته مستقل از مدل برای بازوی ماهر ربات اسکارا با استفاده از الگوریتم گرادیان نزولی	تابع عدم قطعیت را نمیتوان اندازه گیری نمود. برای حل این مشکل، نشان دادیم که خطای تخمین سیستم فازی تابعی از خطای ردگیری و مشتق آن است و با استفاده از آنها پارامترهای سیستم فازی تطبیق شده اند.	بردار پارامترها نمی‌تواند به مقدار ثابتی همگرا شوند.		دینامیک سیستم معادلات موتور dc و رباتیک و کنترل کننده پیشنهادی فازی است

منابع

[1] M. W. Spong and M. Vidyasagar, “Robot dynamic and control”, *Wiley, New York*, 1989.

[2] X. Wang, X. Zhou, Z. Xia and X. Gu, “A Survey of Welding robot Intelligent Path Optimazation,” *Journal of Manufacturing Processes*, 14 may 2020.

[3] Z. Zhang, X. Wang, X. Zhu, Q. Cao and F. Tao, “Cloud Manufacturing Paradigm with Ubiquitous Robotic system for Product Customization”, *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, Vol. 60, pp. 12-22, 2019.

[4] K. Ogata, “Discrete-Time Control Systems,” *Prentice-Hall, NJ*, 1987.

[5] C. Treesatayapun and A. J. M. Vazquez, “Discrete-Time Fractional-Order Control Based on Data-Driven Equivalent Model,” *Applied Soft Computing*, Vol. 96, pp. 65-71, 2020.

[6] M.M. Fateh, H. Ahsani Tehrani, S.M. Karbassi, “Repetitive control of electrically driven robot manipulators,” International Journal of Systems Science, vol. 44, no. 4, pp. 775-785, 2013.

[7] Z. Qu and D.M. Dawson, “Robust tracking control of robot manipulators,” *IEEE Press, Inc., New York*, 1996.

[8] Z. Wang and D.M. Dawson, “Robust tracking control of robot manipulators”, *IEEE Press, Inc., New*, 1997.

[9] R. Qi, G. Tao, B. Jiang and C. Tan, “Adaptive control schemes for discrete-time T–S fuzzy systems with unknown parameters and actuator failures,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 20, no. 3, pp. 471-486 ,2012.

[10] E. Kim, “A discrete-time fuzzy disturbance observer and its application to control,” *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 11, No. 3, pp. 399-410,2003.

[11] Q. Ruiyun and A.B. Mietek, “Stable indirect adaptive control based on discrete-time T–S fuzzy model,” *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 159, No. 8, pp. 900-925, 2008.

[12] Z. Zhang, X. Huang, X. Ban and X. Z. Gao, “Stability analysis and design for discrete fuzzy systems with time-delay under imperfect premise matching,” *Journal of Information & Computational Science*, Vol. 8, No. 13, pp. 2613-2622, 2011.

[13] H. Zhang and G. Feng, “Stability analysis and H_∞ controller design of discrete-time fuzzy large-scale systems based on piecewise Lyapunov functions,” *IEEE Transactions on Systems*, Vol. 38, No. 5, pp. 1390-1401, 2008.

[14] M.M. Fateh, “Proper uncertainty bound parameter to robust control of electrical manipulators using nominal model,” *Nonlinear Dyn*, Vol. 61, No. 4, pp. 655-666, 2010.

[15] A. A. Fahmy and A. M. Abdel Ghany, “Neuro-fuzzy inverse model control structure of robotic manipulators utilized for physiotherapy applications,” *Ain Shams Engineering Journal*, Vol. 4, No. 4, pp. 805-829, 2013.

[16] J. T. Spooner and K. M. Passino, “Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks,” *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, Vol. 4, pp. 339–359, 1996.

[17] M.V. Spong, S. Hutchinson and M. Vidyasagar, “Robot Modelling and Control,” *Wiley, Hoboken*, 2006.

[18] M.M. Fateh, “On the voltage-based control of robot manipulators,” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 6, No. 5, pp. 702-712, 2008.

[19] M.M. Fateh, “Robust fuzzy control of electrical manipulators,” *J. Intell. Robot. Syst*. Vol. 60, No. 3, pp. 415-434, 2010.

[20] M.M. Fateh S. Khorashadizadeh, Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty”, *Nonlinear Dyn*., Vol. 69, No. 13, pp. 1465-1477, 2012.

[21] M.M. Fateh and S. Fateh,” Decentralized direct adaptive fuzzy control of robots using voltage control strategy”, *Nonlinear Dyn*., Vol. 70, No. 3, pp. 1919-1930, 2012.

[22] J. Moreno-Valenzuela, R. Campa and V. Santibanez,”On passivity-based control of a class of electrically driven robots” *In proc IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2756-2761 ,2012.

[23] L. X. Wang, “Adaptive fuzzy systems and control”, *Prentice Hall*, 1994.

[24] Z. Qu and D. M. Dawson, “Robust tracking control of robot manipulators”, *IEEE Press, Inc., New York*, 1996.

[25] Q. Ruiyun and A.B. Mietek,”Stable indirect adaptive control based on discrete time T-S fuzzy model” *Fuzzy Sets Syst*, Vol. 159, No. 8, pp. 900-925, 2008.

[26] R. J. Schilling, "Fundamentals of Robotics Analysis & Control", *Prentice-Hall of India, New Delhi*, 2003.

[27] M. R. shokoohinia and M. M. Fateh, "Robust dynamic sliding mode control or robot manipulators ysing the fourier series expansion", *Transactions of the Institute of Measurment and Control*, First Published October 15, 2018.

Model-Free Discrete Time Control for Scara Robot Manipulators Using Descending Gradient Algorithm

Reza Zarin [1], Siamak Azargoshasb [2*], Najmeh Cheraghi Shirazi [3]

Elrectrical Engineering, Islamic Azad University, Bushehr Branch, Bushehr, Iran
1: rzarin727@gmail.com
2*: s.azargoshasb@gmail.com
3: nch_shirazi@yahoo.com

ABSTRACT:

Discrete control of the robot manipulators with uncertain model is the purpose of this paper. The proposed control design is model-free by employing an adaptive fuzzy estimator in the controller for the estimation of uncertainty as unknown function. An adaptive mechanism is proposed in order to overcome uncertainties. Parameters of the fuzzy estimator are adapted to minimize the estimation error using a novel gradient descent algorithm. The proposed model-free discrete control is robust against all uncertainties associated with the robot manipulator and actuators including model's uncertainty and external disturbances. The most gradient descent algorithms have used a known cost function based on the tracking error for adaptation whereas the proposed algorithm has proposed a cost function based on the uncertainty estimation error. Then, the uncertainty estimation error is calculated from the joint position error and its derivative using the closed-loop system. Most control algorithms require all state variable feedback to ensuring stability for the robot manipulators. Practical implementation of this control method is easy because it has a decentralized structure and measures only from the joint position. The simulation results confirm the correct operation of this method and we will prove the stability of the control system.

Keywords: Discrete Time Control, Model-Independent, Descending Gradient Algorithm, Position Measurement, Scara Robot Manipulators.