

طراحی کنترل گسسته فازی تطبیقی مقاوم برای ردیابی مجانبی بازوی ربات هنرمند

مسلم زارعی^۱، سیامک آذرگشسب^{۲*}، نجمه چراغی شیرازی^۳

۱: گروه برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران moslemzareei3731393@gmail.com

۲*: دانشگاه علمی کاربردی واحد بوبر صنعت یاسوج، کهگیلویه و بویراحمد، ایران s.azargoshasb@gmail.com

۳: عضو هیئت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر، بوشهر، ایران nch_shirazi@yahoo.com

تاریخ دریافت: ۱۳۹۹/۰۸/۰۴ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۰۳/۰۲

چکیده

بازوهای رباتیک سیستم‌های غیرخطی چندمتغیره با تزویج بالا و انواع عدم قطعیت‌ها می‌باشند. اگرچه روش‌های کنترل مقاوم و تطبیقی به منظور غلبه بر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده، اغتشاش خارجی و خطای گسسته-سازی می‌باشند، پیشنهاد شده‌اند ولی به دلیل پیچیدگی دینامیک ربات با مشکل مواجه هستند. یک سیستم فازی می‌تواند به عنوان یک تقریب‌گر عمومی برای تقریب هر تابع غیرخطی استفاده شود. از این ویژگی سیستم‌های فازی در طراحی کنترل‌کننده‌های فازی تطبیقی به خوبی استفاده شده است. سیستم‌های کنترل فازی تطبیقی بر مبنای تضمین پایداری برای بدست آوردن قوانین تطبیق طراحی می‌شوند. از آنجا که در عمل، قوانین کنترل به صورت گسسته پیاده‌سازی می‌شوند، در این مقاله، طراحی کنترل‌کننده‌های زمان-گسسته فازی تطبیقی ربات با راهبرد کنترل ولتاژ و تحلیل پایداری سیستم‌های کنترل پیشنهادی ارائه شده است. در این مقاله، برای جبران خطای تقریب سیستم فازی روش جدیدی ارائه شده است که نیازی به انتگرال‌گیری از خطای ردگیری ندارد. همچنین، قانون کنترل زمان-گسسته فازی تطبیقی با فیدبک موقعیت پیشنهادی، فقط پس خورد موقعیت مفصل را نیاز دارد. از طرف دیگر، خطای تقریب سیستم فازی و خطای گسسته‌سازی برای ردیابی مجانبی مسیر مطلوب به خوبی جبران شده است. قانون کنترل فازی تطبیقی مقاوم پیشنهادی بر روی یک ربات هنرمند شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که خطای ردگیری ناچیز است و مقدار خطای ردگیری مفصل دوم که دارای بیشترین خطا است در نقطه پایان زمان شبیه‌سازی حدود 10^{-6} رادیان می‌باشد. تطبیق پارامترها به خوبی نشان داده شده و همچنین موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند.

واژه های کلیدی: کنترل زمان گسسته، ردگیری مجانبی، تخمین‌گر فازی تطبیقی، راهبرد کنترل ولتاژ، بازوی ربات.

۱- مقدمه

امروزه از رباتها در جوشکاری، ماشینکاری و مونتاژکاری خط تولید استفاده میشود. خودکارسازی و رباتیک 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 [۱-۳]. اخیراً، کاربرد کنترل کامپیوتری حرکت هوشمندانه در ربات‌های صنعتی، بهینه سازی مصرف سوخت در اتومبیل‌ها و ماشین آلات مانند اجاق‌های میکروویوی و چرخ‌های خیاطی و غیره را امکان‌پذیر ساخته است. قابلیت تصمیم‌گیری و انعطاف‌پذیری در برنامه کنترل مزایای عملی سیستم‌های کنترل دیجیتال می‌باشد [۴-۵]. در مقاله [۶] روشی برای کنترل سیستم قدرت چند ورودی-چند خروجی با استفاده از خطی سازی فیدبکی ارائه شده است. خطی سازی فیدبکی توجه بسیاری از محققان را در حوزه کنترل ربات به خود جلب کرده است. با استفاده از این روش میتوان به راحتی دینامیک غیر خطی پیچیده ربات را که دارای تزویج بالا نیز میباشد، به چند معادله دینامیکی خطی مرتبه دوم تبدیل کرد. این روش در رباتیک به نام‌های گشتاور محاسباتی یا دینامیک وارون مشهور است. کنترل غیر خطی مقاوم بازوهای رباتیک نیز تلاشی دیگر برای بهبود عملکرد روش خطی سازی فیدبکی جهت غلبه بر عدم قطعیت است. در این روش، طراحی قانون کنترل با توجه به مدل نامی سیستم صورت می‌گیرد. سپس، پایداری

سیستم کنترل با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف اثبات میشود. برای جبران عدم قطعیتها یک جمله به قانون کنترلی که خطی سازی فیدبکی را انجام میدهد، اضافه میشود [۷-۹]. با استفاده از الگوریتم‌های آموزشی معروف خارج خط، مدل فازی $T-S$ گسسته زمان را می‌توان از داده‌های اندازه‌گیری شده ورودی-خروجی تولید شده از روی سیستم پیوسته بدست آورد [۱۰-۱۱]. روش فازی تطبیقی مدل مرجع ارائه شده است که تلاش دارد توسط یک کنترل کننده فازی عوامل غیر خطی سیستم را با خطی سازی فیدبکی تطبیقی حذف کند و سپس قطبهای سیستم را در مکانهایی قرار دهد که از نظر مشخصات عملکردی (فراجهش، زمان خیز، زمان نشست و ...) مطلوب میباشد. اما قوانین تطبیق این روش، محاسبات زیادی در بر دارد. نکته مهم دیگر در مورد روشهای کنترل گشتاور، پس خورد های مورد نیاز برای پیاده سازی قانون کنترل است [۱۲-۱۳]. در اکثر روشهای ارائه شده، علاوه بر پس خورد موقعیت، پس خورد های سرعت و گاهی شتاب نیز مورد نیاز است. احتمال نویزی بودن این سیگنالها زیاد است و موجب تضعیف عملکرد سیستم کنترل می‌شوند. بنابراین، ابداع روش جدید برای کنترل ربات که بتواند بر مشکلات مذکور فائق آید ضروری به نظر میرسد [۱۴-۱۶]. در سالهای اخیر، راهبرد کنترل ولتاژ رباتها مطرح 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 [۱۷]. همچنین پیشرفت‌هایی در زمینه اندازه گیری شتاب با استفاده از شمارشگرهای نوری حاصل شده است. بر مبنای این فناوری جدید، یک روش مقاوم مبتنی بر کنترل ولتاژ با استفاده از پس خورد شتاب ارائه شده است [۱۸]. یک روش مقاوم فازی برای کنترل ربات های الکتریکی ارائه شده است. تحلیل پایداری کنترل فازی بازوهای رباتیک با توجه به پیچیدگی های مدل ربات بسیار مشکل است. اما در راهبرد کنترل ولتاژ می‌توان با پیشنهاد تابع لیاپانوف ساده پایداری سیستم کنترل فازی ربات را اثبات نمود [۱۹-۲۰]. یک روش مقاوم تطبیقی مبتنی بر کنترل گشتاور برای کنترل ربات در فضای کار ارائه شده است. ترکیب روش‌های کنترلی همچون کنترل مود لغزشی، خطی سازی پس خورد و طراحی پس گام از فنون ارائه شده جهت کنترل گشتاور ربات در فضای کار می باشد [۲۱].

این مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است: بخش دوم طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی گسسته را پیشنهاد می‌دهد. بخش سوم به آنالیز پایداری می‌پردازد. بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی را نشان می‌دهد و بخش پنجم نتیجه‌گیری مقاله است.

۲- طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی پیشنهادی

موتورهای dc در صنعت کاربردهای فراوانی دارند. دلیل آن نیز قابلیت کنترل پذیری بالای آنها می‌باشد. به منظور به دست آوردن ولتاژ موتور به عنوان ورودی سیستم، معادله الکتریکی موتورهای dc مغناطیس دائم را به صورت زیر در نظر می‌گیرند:

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

با استفاده از مقادیر نامی برای پارامترها، سیستم (۱) را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$u = \hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}\dot{q} + \vartheta \quad (2)$$

که \hat{R} ، \hat{K}_b و \hat{r} مقادیر نامی برای پارامترهای واقعی R ، K_b و r هستند. متغیر ϑ نامعینی نامیده می‌شود و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\vartheta = (R - \hat{R})I_a + L\dot{I}_a + (K_b r^{-1} - \hat{K}_b \hat{r}^{-1})\dot{q} + \varphi \quad (3)$$

قانون کنترل بر مبنای ولتاژ را می‌توان به صورت زیر پیشنهاد داد:

$$u = \hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}(\dot{q}_d + \lambda e) + \hat{\vartheta} \quad (4)$$

که λ پارامتر طراحی کنترل است، $\hat{\vartheta}$ یک تخمین از ϑ و \dot{q}_d سرعت مطلوب مفصل را مشخص می‌کند. خطای ردیابی e به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$e = q_d - q \quad (5)$$

با بکارگیری قانون کنترل معادله (۴) در معادله (۲) سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r}\hat{K}_b^{-1}(\vartheta - \hat{\vartheta}) \quad (6)$$

مطابق با قضیه تقریب عمومی، کنترل کننده معادله (۴) را میتوان با استفاده از یک سیستم فازی به صورت زیر تقریب زد:

طراحی کنترل گسسته فازی تطبیقی مقاوم برای ردیابی مجانبی بازوی ربات هنرمند

$$\hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}(\dot{q}_d + \lambda e) + \hat{g} = u_{fuzzy}^* + \Delta \quad (7)$$

که u_{fuzzy}^* سیستم فازی ایده‌ال و Δ خطای تقریب سیستم فازی u_{fuzzy}^* است. بنابراین، قانون کنترل به صورت زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = u_{fuzzy,k} + u_{c,k} \quad (8)$$

در اینجا $u_{fuzzy,k}$ کنترل کننده فازی زمان-گسسته و $u_{c,k}$ ترم کنترل مقاوم زمان-گسسته است. با بکارگیری قانون کنترل معادله (۸) در معادله (۲)، سیستم حلقه بسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\hat{R}I_a + \hat{K}_b \hat{r}^{-1}\dot{q} + g = u_{fuzzy,k} + u_{c,k} \quad (9)$$

سیستم فازی ایده‌ال u_{fuzzy}^* می‌تواند به صورت زیر گسسته‌سازی شود:

$$u_{fuzzy,k}^* = u_{fuzzy}^* - \delta \quad (10)$$

که $u_{fuzzy,k}^*$ کنترل کننده ایده‌ال فازی زمان-گسسته است و δ خطای فرایند گسسته‌سازی است. با تفریق معادله (۹) از معادله (۷) داریم:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} (u_{fuzzy,k}^* - u_{fuzzy,k} + \varepsilon - u_{c,k}) \quad (11)$$

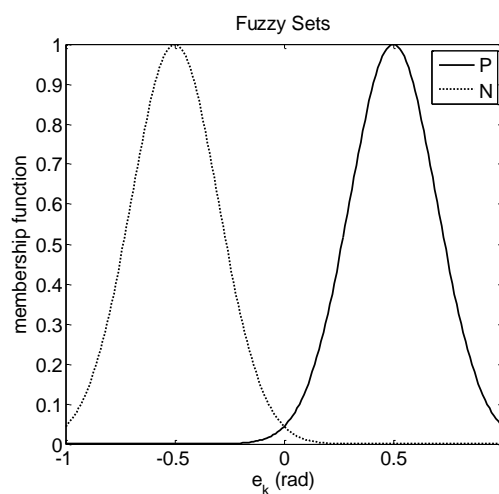
که ε به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$\varepsilon = \Delta + \delta + g - \hat{g} \quad (12)$$

هدف سیستم کنترلی این است که e به صفر همگرا شود. این منجر به در نظر گرفتن e بعنوان ورودی سیستم فازی است. هر چند، متغیر ورودی یک سیگنال زمان-گسسته است. بنابراین، e_k را بعنوان ورودی در نظر می‌گیریم که نسخه زمان-گسسته از e است. کنترل کننده فازی به این صورت طراحی می‌شود: سه مجموعه فازی برای ورودی e_k در نظر گرفته شده و قوانین فازی در نوع ممدانی بیان می‌شود [۲۲]:

$$FR_{l,k} : \text{if } e_k \text{ is } A_{l,k} \text{ then } u_{fuzzy,k} \text{ is } B_{l,k} \quad (13)$$

که $FR_{l,k}$ ، $l=1, \dots, 3$ را مشخص می‌کند. در l امین قانون، $A_{l,k}$ و $B_{l,k}$ توابع عضویت فازی برای متغیرهای فازی e_k و $u_{fuzzy,k}$ هستند. سه تابع عضویت گوسین، $\mu_l(e_k)$ ، به نام‌های مثبت، صفر و منفی برای ورودی e_k در محدوده عملیاتی ربات که در شکل ۱ نشان داده شده، تعریف می‌شود.



شکل ۱: تابع عضویت ورودی e_k

با استفاده از فازی‌ساز منفرد، موتور استنتاج ضرب و غیرفازی‌ساز مجموع وزنی هر خروجی قانون، خروجی سیستم فازی به صورت زیر بیان می‌شود [۲۲]:

$$u_{fuzzy,k}^* = \sum_{l=1}^3 p_l \xi_l(e_k) = p^T \xi(e_k) \quad (14)$$

$$u_{fuzzy,k} = \sum_{l=1}^3 \hat{p}_{l,k} \xi_l(e_k) = \hat{p}^T \xi(e_k) \quad (15)$$

که $p = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T$ بردار پارامترها است، و \hat{p} یک تخمین از p و $\xi_l(e_k)$ بردار توابع عضویت گوسین که به صورت زیر بیان می‌شود [۲۲]:

$$\xi_l(e_k) = \exp\left(-\frac{(e_k - c_l)^2}{2\beta_l^2}\right) \quad (16)$$

که c_l و β_l مرکز و انحراف استاندارد هستند.

به منظور بدست آوردن سیگنال زمان-گسسته، از نگهدار مرتبه صفر استفاده می‌کنیم. سیگنال زمان-گسسته، f_k ، را می‌توان از سیگنال زمان پیوسته $f(t)$ با استفاده از نگهدار مرتبه صفر که به صورت زیر تعریف می‌شود، بدست آورد [۴]:

$$f_k = f(kT) \text{ for } kT \leq t < (k+1)T \text{ and } k = 0, 1, \dots \quad (17)$$

با جایگذاری معادله‌های (۱۴) و (۱۵) در معادله (۱۱) داریم:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} ((P^T - \hat{P}^T) \xi_l(e_k) + \varepsilon - u_{c,k}) \quad (18)$$

با تعریف:

$$\bar{P} = P - \hat{P} \quad (19)$$

معادله (۱۸) را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\dot{e} + \lambda e = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} (\bar{P}^T \xi_l(e_k) + \varepsilon - u_{c,k}) \quad (20)$$

ترم کنترل مقاوم به صورت زیر پیشنهاد شده است:

$$u_{c,k} = \hat{\alpha}_1 e_k + \hat{\alpha}_2 \quad (21)$$

که پارامترهای $\hat{\alpha}_1$ و $\hat{\alpha}_2$ با استفاده از قوانین تطبیق بعداً مشخص می‌شوند. به منظور طراحی قوانین تطبیق، تابع مثبت معین به این صورت پیشنهاد می‌دهیم:

$$V = \frac{1}{2} \left(e^2 + \frac{\bar{p}^T \bar{p}}{\gamma} + \frac{\hat{\alpha}_1^2}{\gamma_1} \right) \quad (22)$$

که $\hat{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ و α_1 مقدار ایده‌آل آن صفر است چون منجر به کمترین خطای تقریب می‌شود و γ و γ_1 ثابت‌های مثبت هستند. با مشتق‌گیری از معادله (۲۲) و با استفاده از معادله‌های (۲۰) و (۲۱) داریم:

$$\dot{V} = \bar{p}^T \left(\hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) - \frac{\dot{\bar{p}}}{\gamma} \right) + \hat{\alpha}_1 \left(-\hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k + \frac{\dot{\hat{\alpha}}_1}{\gamma_1} \right) + \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e (\varepsilon - \hat{\alpha}_2) - \lambda e^2 \quad (23)$$

با انتخاب قوانین تطبیق \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ به صورت زیر:

$$\dot{\bar{p}} = \gamma \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) \quad (24)$$

$$\dot{\hat{\alpha}}_1 = \gamma_1 \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k \quad (25)$$

در نتیجه:

$$\dot{V} = \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e (\varepsilon - \hat{\alpha}_2) - \lambda e^2 \quad (26)$$

از معادله (۲۲)، اگر $V < 0$ برای $e \neq 0$ باشد آنگاه e به صفر همگرا می‌شود. برای برقراری $V < 0$ ، لازم است که:

$$e\varepsilon \leq e\hat{\alpha}_2 \quad (27)$$

فرض می‌کنیم ε به صورت $|\varepsilon| \leq \rho$ محدود شده است که ρ یک ثابت مثبت است. از این رو

$$e\varepsilon \leq |e|\rho \quad (28)$$

برای برقراری معادله (۲۷) کفایت که

$$e\hat{\alpha}_2 = |e|\rho \quad (29)$$

بنابراین

$$\hat{\alpha}_2 = \text{sgn}(e)\rho \quad (30)$$

با استفاده از معادله (۳۰)، $|\hat{\alpha}_2| = \rho$ را داریم بنابراین $\hat{\alpha}_2$ محدود است.

قانون کنترل پیشنهادی (۸) با استفاده از (۱۵)، (۲۱) و (۳۰) به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$u = \hat{p}^T \xi(e_k) + \hat{\alpha}_1 e_k + \text{sgn}(e)\rho \quad (31)$$

که \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ از معادله‌های (۲۴) و (۲۵) به صورت زیر محاسبه شده‌اند:

$$\hat{p} = \int_0^t \gamma \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e \xi_l(e_k) dt + \hat{p}(0) \quad (32)$$

$$\hat{\alpha}_1 = \int_0^t \gamma_1 \hat{r} \hat{K}_b^{-1} e e_k dt + \hat{\alpha}_1(0) \quad (33)$$

زمان-گسسته e_k تقریباً برابر با زمان پیوسته e است، بنابراین e را می‌توان بوسیله e_k در قانون کنترل (۷) و قوایتین تطبیق معادله‌های (۳۲) و (۳۳) جایگذاری کرد. قانون کنترل پیشنهادی، فقط فیدبک موقعیت مفصل برای محاسبه e_k را مورد نیاز است بنابراین برای پیاده‌سازی آسان است.

با استفاده از معادله‌های (۲۶) و (۲۷)، $\dot{V} < -\lambda e^2$ را داریم. بنابراین، $\dot{V} < 0$ تا زمانی که $e \neq 0$.

نتیجه ۱: با در نظر گرفتن V در معادله (۲۲) و برقراری $\dot{V} < 0$ بوسیله قانون کنترل معادله (۳۱)، بیان میکند که $\tilde{\alpha}_1$ و \tilde{P} محدود هستند.

۳- 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 [۲۳].

بعنوان یک شرط لازم برای طراحی کنترل مقاوم، اغتشاش خارجی باید محدود باشد. بنابراین:

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

ما $q = q_d - e$ را داریم. مطابق با محدود بودن e در نتیجه ۱ و محدودیت q_d در فرض ۱،

نتیجه ۲: موقعیت مفصل q محدود است.

از آنجاییکه $\mu_{A_{1,k}} \in [0, 1]$ ، مطابق با معادله (۱۶) می‌توان $|\xi_l(e_k)| \leq 1$ را نتیجه گرفت. از این رو

نتیجه ۳: تابع $\xi(e_k)$ محدود است.

پارامتر p و α_1 ثابت است، $\tilde{P} = P - \hat{P}$ و $\tilde{\alpha}_1 = \alpha_1 - \hat{\alpha}_1$ ، در نتیجه ۱ محدود هستند. بنابراین:

نتیجه ۴: پارامتر \hat{p} و $\hat{\alpha}_1$ محدود است.

با در نظر گرفتن قانون کنترل $u = \hat{p}^T \xi(e_k) + \hat{a}_1 e_k + \text{sgn}(e) \rho$ ، محدودیت $\xi(e_k)$ در نتیجه ۳، \hat{p} و \hat{a}_1 در نتیجه ۴، ℓ در نتیجه ۱ و با توجه به اینکه ρ ثابت است، داریم که:

نتیجه ۵: قانون کنترل u محدود است.

مطابق [۲۴]، در ربات‌های الکتریکی وقتی که ولتاژ موتور محدود است، اثبات شده که:

نتیجه ۶: سرعت موتور \dot{q} و جریان موتور I_a محدود هستند.

در نتیجه، موقعیت مفصل q در نتیجه ۲، سرعت مفصل \dot{q} و جریان موتور I_a در نتیجه ۶، محدود هستند. بکارگیری این استدلال برای همه مفاصل، بیان می‌کند که:

نتیجه ۷: بردارهای حالت q ، \dot{q} و I_a محدود هستند.

لم باربالات: اگر f تابع مشتق پذیر باشد که حد آن در بی نهایت محدود باشد و \ddot{f} محدود باشد آنگاه [۲۲]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{f}(t) = 0 \quad (34)$$

در بالا ذکر شد که معادله (۲۶) دارای دو عبارت منفی است اگر $\Omega = \lambda e^2$ ، آنگاه داریم:

$$\Omega \leq -\dot{V} \quad (35)$$

با انتگرال گیری از طرفین معادله (۳۵) داریم:

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \int_0^t -\dot{V}(\tau) d\tau \leq V(0) - V(t) \quad (36)$$

$V(0)$ دارای مقدار محدود است، $V(t)$ هم یک تابع مثبت که مشتق آن کوچکتر از صفر است به همین دلیل $V(t)$ یک تابع مثبت غیر افزایشی است بنابراین اختلاف $V(0) - V(t)$ یک مقدار محدود است. بنابراین خواهیم داشت:

$$f = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau \leq \infty \quad (37)$$

با دو بار مشتق گیری از f داریم:

$$\ddot{f} = \dot{\Omega} = 2\lambda e \dot{e} \quad (38)$$

$\dot{e} = \dot{q}_d - \dot{q}$ را داریم. مطابق با محدود بودن \dot{q} در نتیجه ۷ و محدودیت \dot{q}_d در فرض ۱،

نتیجه ۸: مشتق خطای ردگیری \dot{e} محدود است.

با توجه به محدود بودن e در نتیجه ۱ و \dot{e} در نتیجه ۸

نتیجه ۹: \ddot{f} محدود است.

بنابراین با توجه به لم باربالات می‌توان نوشت:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{f}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \lambda e^2 = 0 \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (39)$$

با توجه به معادله (۳۹)،

نتیجه ۱۰: خطای ردیابی e به صورت مجانبی به صفر همگرا می‌شود.

۴- شبیه سازی روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم

برای بررسی عملکرد سیستم کنترل ربات، قانون کنترل را روی ربات هنرمند با در نظر گرفتن موتورهای هر مفصل شبیه‌سازی می‌نماییم [۲۵]. سیستم کنترل به صورت مفصل مستقل به ربات اعمال می‌شود. بنابراین برای کنترل موتور هر مفصل از کنترل کننده جداگانه استفاده می‌شود. ماکزیمم ولتاژ هر موتور $u_{\max} = 40 \text{ V}$ انتخاب شده است. پارامترهای موتور در جدول ۱، پارامترهای دناویت - هارتنبرگ ربات هنرمند در جدول ۲ و پارامترهای دینامیکی ربات در جدول ۳ داده شده‌اند. دیگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ در شکل ۲ ترسیم شده است.

جدول ۱: پارامترهای موتور

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

جدول ۲: پارامترهای ربات هنرمند با روش دناویت هارتنبرگ

Link	θ	d	a	α
1	θ_1	d_1	0	$\pi/2$
2	θ_2	0	a_2	0
3	θ_3	0	a_3	0

جدول ۳: پارامترهای دینامیکی ربات هنرمند

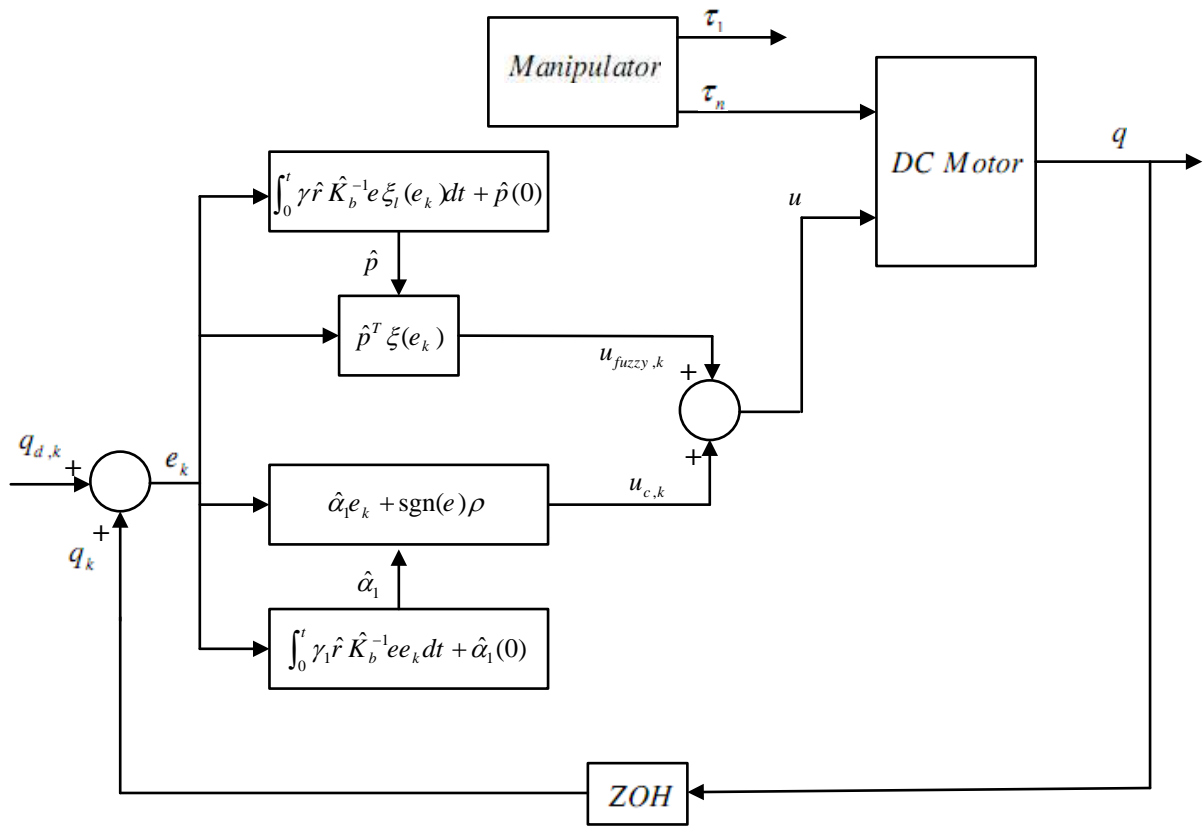
Link	DH	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}
1	$d_1 = 0.28$	0	-0.22	0	19	0.34	0.36	0.31	0	0	0
2	$a_2 = 0.76$	-0.51	0	0	18.18	0.18	1.32	1.31	0	0	0
3	$a_3 = 0.93$	-0.67	0	0	10.99	0.07	0.92	0.93	0	0	0

۴-۱- کنترل ردگیری

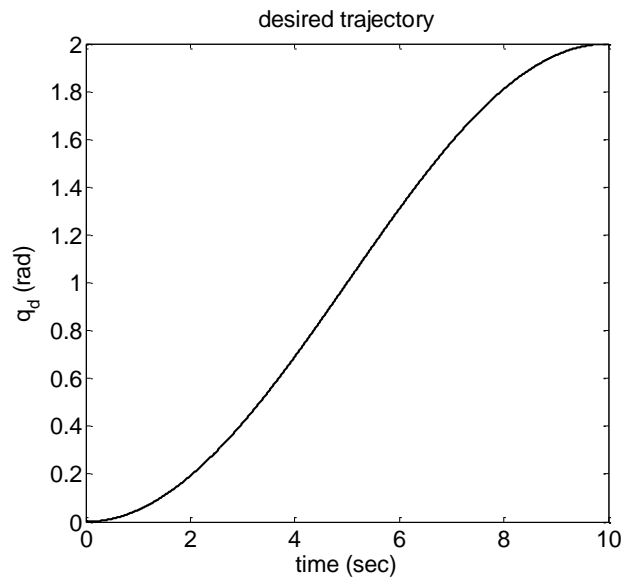
مسیر مطلوب برای ردگیری هر مفصل بدلیل سادگی برای همه مفاصل به صورت یکسان و مطابق تابع زیر انتخاب شده است:

$$q_{d,k} = 1 - \cos(\pi k T / 10) \quad \text{for } 0 \leq k T < 10 \quad (40)$$

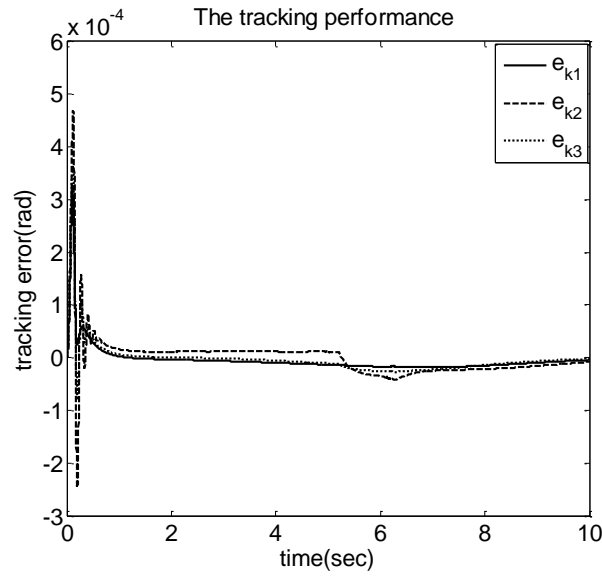
مسیرهای مفصل مطلوب برای هر سه مفصل مطابق با شکل ۳ یکسان در نظر گرفته شده است. در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 9000$ ، $\gamma_1 = 10^{11}$ و $\rho = 0.01$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. اغتشاش خارجی وارد شده به سیستم صفر در نظر گرفته شده است. عملکرد ردگیری کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته در شکل ۴ 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 $-2.8 \times 10^{-6} \text{ rad}$ می‌باشد. تطبیق پارامترها در شکل ۵ نشان داده شده است. موتورها رفتار خوبی تحت حداکثر مقدار مجاز ولتاژ دارند که در شکل ۶ نمایش داده شده است.



شکل ۲: دیاگرام سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم



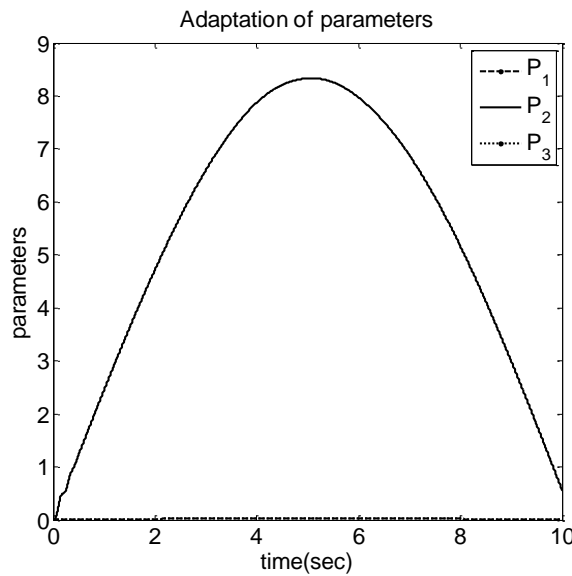
شکل ۳: مسیر مطلوب



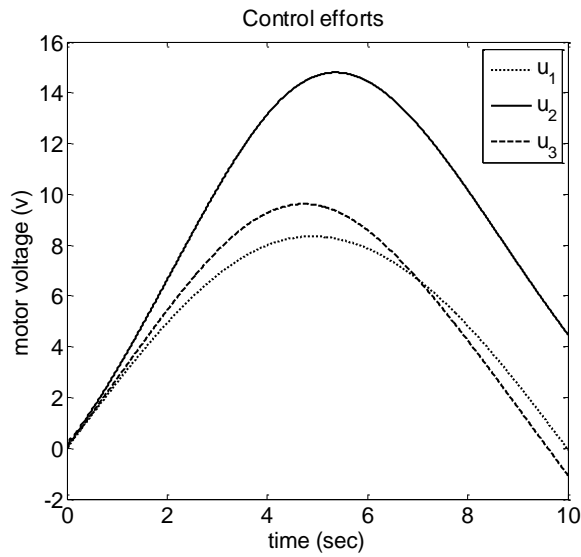
شکل ۴: عملکرد ردگیری سیستم کنترل فازی تطبیقی مستقیم

۲-۴- تنظیم

در این شبیه‌سازی، پارامترهای طراحی به صورت $\gamma = 900$ ، $\gamma_1 = 10000$ و $\rho = 0.01$ انتخاب شده‌اند. هر سه کنترل کننده به صورت یکسان انتخاب شده‌اند، ولی در حالت کلی می‌توانند متفاوت باشند. شکل ۷ عملکرد تنظیم و شکل ۸ خطای تنظیم مفاصل را نمایش می‌دهد. بیشترین مقدار خطا در انتهای شبیه‌سازی مربوط به مفصل ۲ با مقدار $5.3 \times 10^{-5} \text{ rad}$ می‌باشد.

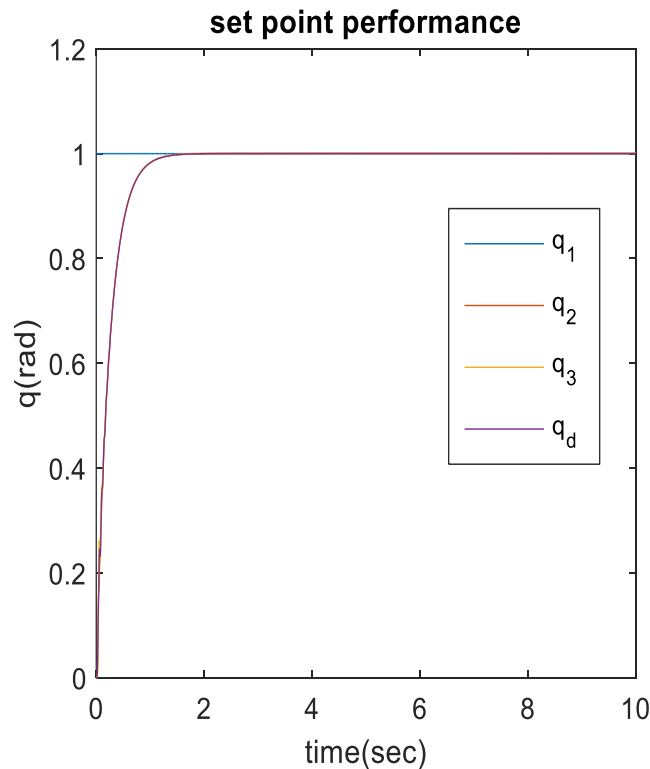


شکل ۵: تطبیق پارامترهای سیستم فازی در ردگیری

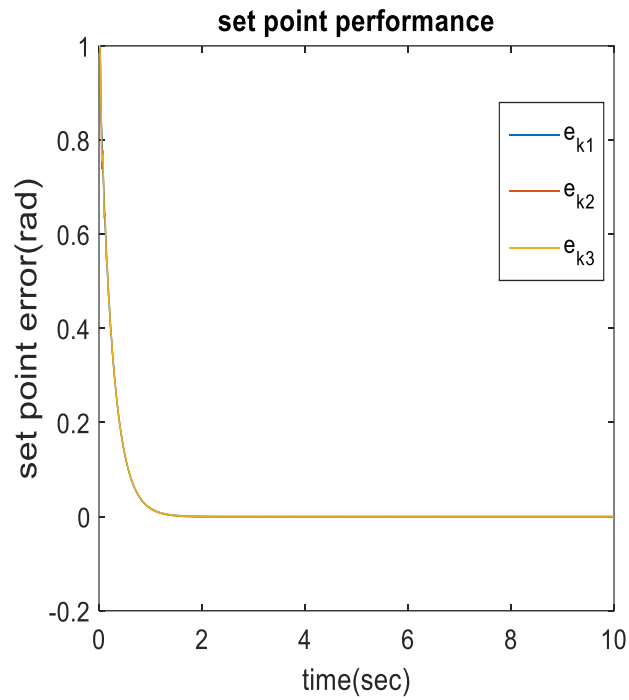


شکل ۶: ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته

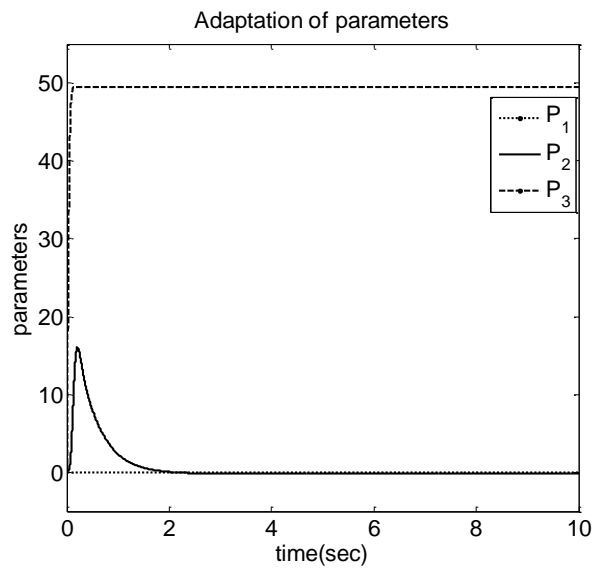
همان طور که مشاهده می‌گردد سیستم کنترل در تنظیم عملکرد مناسبی دارد. همه کنترل کننده‌ها در تنظیم عملکرد مشابهی داشته و نمودار آنها روی هم منطبق شده است. همگرایی پارامترهای کنترل کننده‌های فازی تطبیقی مستقیم نیز در شکل ۹ قابل مشاهده است. پارامترها در تنظیم به خوبی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند. ولتاژ موتورها در تنظیم در شکل ۱۰ نشان داده شده‌اند. از آنجا که خطای اولیه بزرگ است، سیگنال‌های کنترل در آغاز بزرگ هستند ولی پس از مدت کمی به مقدار ثابتی همگرا شده‌اند.



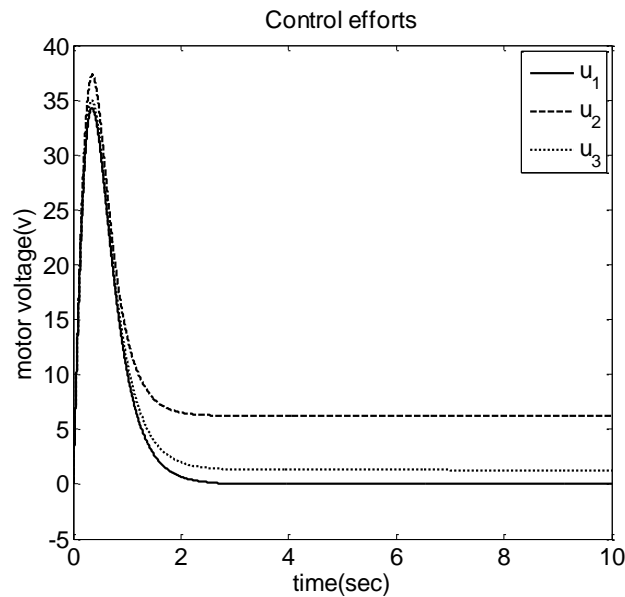
شکل ۷: عملکرد نقطه تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم



شکل ۸: خطای تنظیم در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته



شکل ۹: تطبیق پارامترهای سیستم فازی در تنظیم



شکل ۱۰: ولتاژ موتورها در سیستم فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته در تنظیم

در این مقاله، استراتژی کنترل ولتاژ و کنترل کننده فازی تطبیقی زمان گسسته 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 تنظیم پرداخته شده است. در نهایت بطور کلی می‌توان گفت روش کنترل فازی تطبیقی مستقیم زمان-گسسته با راهبرد کنترل ولتاژ دارای عملکرد ردگیری خوب و عملکرد تنظیم 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 توجهی کاهش یافته است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که کنترل کننده‌های پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌ها که شامل عدم قطعیت پارامتری، دینامیک مدل نشده و اغتشاش خارجی است، مقاوم هستند.

۷- نتیجه‌گیری

این مقاله یک روش کنترل زمان گسسته فازی تطبیقی مقاوم بازوی ربات هنرمند 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 کنترل کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای راهبرد کنترل ولتاژ نسبت به کنترل کننده‌های فازی تطبیقی بر مبنای گشتاور ترجیح داده می‌شوند. همچنین، در این مقاله خطای تقریب سیستم فازی، خطای گسسته‌سازی، غیرخطی‌ها و نامعینی‌ها برای کنترل ردیابی مجانبی بازوی ربات هنرمند جبران شده است. با استفاده از آنالیز پایداری اثبات شد که حالت‌های سیستم محدود هستند. اکثر روش‌های ارائه شده برای جبران خطای تقریب سیستم فازی از خطای ردگیری و انتگرال آن استفاده می‌کنند که منجر به افزایش خطای سیستم می‌شود. اما در این مقاله، برای جبران خطای تقریب سیستم فازی روش جدیدی ارائه شده است که نیازی به انتگرال‌گیری از خطای ردگیری ندارد. همچنین، قانون کنترل پیشنهادی، فقط پس خورد موقعیت مفصل را نیاز دارد. بنابراین پیاده‌سازی آن آسان است.

منابع

- [1] M. W. Spong and M. Vidyasagar, "Robot dynamic and control", Wiley, New York, 1989.
- [2] P. Francesco and G. Oaplo, "An Example o Collaborative Robot for Automotive and General Industry Application ", *Procedia Manufacturing*, Vol. 11, pp. 338-345, 2017.
- [3] Y. Guotao, Z. Zhenghe, G. Hu, L. Zhenfeng, Y. Huashan and L. Lei, "Flexible Punching System using Industrial Robots for Automotive Panels", *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, Vol. 52, pp. 92-99, 2018.
- [4] K. Ogata, "Discrete-Time Control Systems", Prentice-Hall, NJ, 1987.
- [5] J.S.H. Tsai, C.M. Chen and L.S Shieh, "Digital Modelling Ideal State reconstructor and Control for Time-Delay Sampled-Data systems", *Applied Mathematical Modelling*, Vol. 15, pp. 576-585, 1991.
- [6] O. Akhrif, F. A. Okou, L. A. Dessaint and R. Champagne, "Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems", *IEEE Transaction on power systems*, Vol. 14, No. 2, pp. 620-628, 1999.
- [7] G. Zheng, Y. zhou and M. Ju, "Robust control of a silicone soft robot using neural networks", *ISA Transactions*, Vol. 100, pp. 38-45, 2020.
- [8] Y. Zhou, H. Hu, L. Xia and Y. Chen, "A distributed approach to robust control of multi-robot systems", *Automatica*, Vol. 98, pp. 1-13, 2018.
- [9] Fateh M.M. and Soltanpour M. R, "Robust task-space control of robot manipulators under imperfect transportation of control space", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, Vol. 5, No. 11, pp. 3949-3960, 2009.
- [10] R. Qi and M. A Brdys, "Indirect adaptive fuzzy control for nonlinear systems with online modeling", in: *Proc. Internat. Conf. Control, Glasgow, Scotland, 2006*, pp.23-28.
- [11] R. Subramaniam, D. Song and Y. H. Joo, " T-S Fuzzy Based Sliding Mode Controller Design for Discrete Nonlinear Model and its Applications ", *Information Sciences*, Vol. 519, pp. 183-199, 2020.
- [12] T. K. J. Koo, "Model reference adaptive fuzzy control of robot manipulator", *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 1, pp. 424-429, 1995.
- [13] M. Bahita and K. Belarbi, " Model Reference Neural-Fuzzy Adaptive Control of the Concentration in a Chemical Reactor (CSTR)", *IFAC-Papers Online*, Vol. 49, No. 29, pp. 158-162, 2016.
- [14] M. M. Fateh, "On the voltage based control of electrical manipulators", *International Journal of Control, Automation and System*, Vol. 6, No.5, pp. 702-712, 2008.
- [15] K. Yi, J. Han, X. Liang and Y. He, "Contact Transition Control with Acceleration Feedback Enhancement for a Quadrotor", *ISA Transactions*, vol.109, pp.288-294, March 2021.
- [16] V. Helma, M. Goubej and O. Jezek, " Acceleration Feedback in PID Controlled Elastic Drive Systems", *IFAC-Papers Online*, Vol. 51, No. 4, pp. 214-219, 2018.
- [17] R. Ortega and M. W. Spong, "Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial", *Proceedings of the 27th conference on decision and control*, 1988, pp. 1575-1584.
- [18] M. M. Fateh, "Robust control of electrical manipulators by joint acceleration", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, Vol. 6, No. 12, pp. 5501-5510, 2010.
- [19] M. M. Fateh, "Robust control of electrical manipulators by reducing the effects of uncertainties", *World Applied Sciences Journal*, Vol. 7, Special Issue, pp.161-167, 2009.
- [20] M. M. Fateh, "Robust fuzzy control of electrical manipulators", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 60, No. 3, pp. 415-434, 2010.
- [21] M. R. Soltanpour and M. M. Fateh, "Adaptive robust tracking control of robot manipulators in the task-space under uncertainties", *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, Vol. 3, No. 1, pp. 308-322, 2009.
- [22] L. X. Wang, "Adaptive fuzzy systems and control", Prentice Hall, 1994.
- [23] Z. Qu and D. M. Dawson, "Robust tracking control of robot manipulators", *IEEE Press, Inc.*, New York, 1996.
- [24] M. M. Fateh, "Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy", *Nonlinear Dynamics*, Vol. 67, No. 2, pp.1525-1537, 2012.
- [25] M. M. Fateh and S. Khorashadizadeh, "Robust control of electrically driven robots by adaptive fuzzy estimation of uncertainty," *Nonlinear Dynamics (ND)*, Vol. 63, No. 4, pp. 1465-1477, 2012.

Design Discrete Robust Adaptive Fuzzy Control for Asymptotic Tracking of Articulated Robot Manipulator

Moslem Zarei¹, Siamak Azargoshab^{2*}, Najmeh Cheraghi shirazi³

1. Electrical Engineering Group, Islamic Azad University, Bushehr, Iran, moslemzareei3731393@gmail.com

2*. University of Applied Science, Boyer Branch of Yasuj Industry, Kohgiluyeh and Boyerahmad, Iran, s.azargoshab@gmail.com

3. Faculty member of Islamic Azad University, Bushehr Branch, Bushehr, Iran, nch_shirazi@yahoo.com

ABSTRACT:

Robot manipulators are nonlinear multivariable systems with high couplings and various uncertainties. Although, adaptive and robust control methods are suggested to overcome the uncertainties including parametric uncertainty, un-modeled dynamics, external disturbances and discretization error, they face many challenges because of the complexity in robot dynamics. A fuzzy system can be used as a universal approximator for any nonlinear system. This feature has been efficiently used to design the adaptive fuzzy controllers. Adaptive fuzzy control systems are designed based on guaranteeing stability. Since practical implementation of the control law is carried out using digital processors, designing a discrete-time adaptive fuzzy controller for robot manipulators based on the voltage control strategy and proposed control systems stability analysis is suggested in this paper. In this paper, a new method is developed for compensating the approximation error of the fuzzy system which does not need integration of tracking error. Moreover, the proposed discrete-time adaptive fuzzy with position feedback control law requires feedbacks of joint positions only. On the other hand, the fuzzy system approximation error and the discretization error are well compensated for asymptotic tracking of the desired path. The proposed robust Adaptive Fuzzy control law is simulated on an articulated robot. The simulation results show that the tracking error is negligible and the value of the second joint tracking error with the highest error at the end point of the simulation time is about 10^{-6} radians. The parameters are well matched and the motors behave well under the maximum allowable voltage.

KEYWORDS: Discrete time control, asymptotic tracking, adaptive fuzzy estimator, voltage control strategy, robot manipulators.