



مجله علمی پژوهشی مکانیک سازه‌ها و شاره‌ها

کنترل فازی نوع-۲ تطبیقی غیر مستقیم ربات‌های با مفاصل قابل انعطاف

مجید مرادی زیرکوهی^{۱*}، محمد مهدی فاتح^۲ و مهدی علیاری شوره دلی^۳

^۱دانشجوی دکتری، دانشگاه صنعتی شاهرود، دانشکده مهندسی برق و رباتیک

^۲استاد، دانشگاه صنعتی شاهرود، دانشکده مهندسی برق و رباتیک

^۳استادیار، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، دانشکده مهندسی برق

چکیده

توصیف دقیق دینامیک ربات‌های با مفاصل قابل انعطاف به دلیل ویژگی‌های خاص مدل از جمله غیرخطی، متغیر با زمان، تزویج و مرتبه بالا کار بسیار پیچیده‌ای است. به همین دلیل کنترل کننده‌هایی که طراحی آنها به مدل وابسته نیست، می‌تواند گزینه مناسبی برای کنترل ربات‌های قابل انعطاف باشد. در این مقاله، برای نخستین بار کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی جدید کنترل ولتاژ برای ربات هنرمند با مفاصل قابل انعطاف ارائه می‌گردد. این طرح جدید در مواجهه با عدم قطعیت‌های گسترده کارآمد است. کارآیی این روش جدید کنترلی از آن جهت برجسته می‌شود که ساده و غیر متمرکز بوده و به مدل ربات وابسته نیست. این مزیت بخاطر بکارگیری روش کنترل ولتاژ بجای روش مرسوم کنترل گشتاور بدست می‌آید. روش کنترل پیشنهادی شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی، موقعیت موتور با استفاده از کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی غیرمستقیم کنترل می‌شود درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را کنترل می‌نماید. برای این منظور، از کنترل کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی تطبیقی استفاده می‌شود که ضرایب آن با انتخاب سطح لغزش مناسب توسط روش گرادبان به روز می‌شوند. پایداری کنترل کننده پیشنهادی به روش تحلیلی ثابت می‌شود. نتایج شبیه سازی ربات هنرمند با انعطاف مفاصل مزیت روش تطبیقی را نسبت به روش غیرخطی بخوبی نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل فازی تطبیقی؛ سیستم‌های فازی نوع-۲؛ استراتژی کنترل ولتاژ؛ ربات‌های با مفاصل قابل انعطاف.

۱- مقدمه

رو، موتورها برای حرکت دادن ربات به سیستم انتقال قدرت مجهز می‌شوند. اما انعطاف پذیری سیستم‌های انتقال قدرت باعث انعطاف در مفاصل ربات می‌شوند که یکی از دلایل ارتعاش در ربات‌های صنعتی است. کنترل ربات‌های قابل

ربات‌ها در صنعت نقش انکار ناپذیری را ایفا می‌کنند و کنترل آنها حائز اهمیت است. نیروی محرکه بسیاری از ربات‌ها توسط موتورهای الکتریکی تامین می‌شود. مفاصل ربات به گشتاور بالایی نیاز دارد و با سرعت کم به حرکت در می‌آیند. از این

* نویسنده مسئول. تلفن: ۰۹۳۸۰۶۵۴۶۷۳

آدرس پست الکترونیک: majid.mordi.z@gmail.com

روش ساده‌ای در کنترل ربات با در نظر گرفتن دینامیک محرکه پیشنهاد می‌کند. روش‌های کنترل مقاوم [۴] و کنترل غیرخطی [۱] با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ برای کنترل ربات قابل انعطاف ارائه شده‌اند. از معایب این روش‌ها می‌توان به ردگیری نه چندان مناسب در حضور اغتشاش خارجی اشاره کرد. از طرفی توصیف دقیق دینامیک ربات‌های با مفاصل قابل انعطاف به دلیل ویژگی‌های خاص مدل از جمله غیرخطی، متغیر با زمان، تزویج و مرتبه بالا کار بسیار پیچیده‌ای است. به همین دلیل روش‌هایی که طراحی آنها آزاد از مدل است^۴، می‌تواند گزینه مناسبی برای کنترل ربات‌های قابل انعطاف باشد. از جمله این روش‌ها، روش‌های کنترل فازی هستند. کنترل کننده‌های فازی که در حوزه الگوریتم‌های هوشمند قرار دارند، یکی از کنترل کننده‌های قدرتمند در کنترل سیستم‌های با مدل دینامیکی نامعین هستند. یانگ مینگ^۵ و همکارانش [۷] از سیستم فازی نوع-۱ همراه با روش پس‌گام^۶ برای کنترل یک ربات تک محوره با مفصل انعطاف‌پذیر بر مبنای استراتژی ولتاژ بهره بردند. در این مقاله دینامیک محرکه در نظر گرفته شده و از سیستم فازی نوع-۱ برای تخمین حالات غیر قابل اندازه‌گیری سیستم استفاده شده است. از معایب روش پیشنهادی در این مقاله وابستگی به مدل و نیاز به طراحی رویت‌گر در ساختار کنترل کننده با حجم محاسبات بالاست. حیدر^۷ [۸] نیز از کنترل کننده فازی نوع-۱ PID برای کنترل ربات یک محوره استفاده کرده است. در این مقاله بصورت عملی نشان داده شده است که کنترل کننده فازی PID در مقایسه با کنترل کننده PID متداول به نتایج بهتری منجر شده است.

توابع تعلق سیستم‌های فازی نوع-۱ بصورت صریح^۸ بر مبنای دانش بشری انتخاب می‌شوند، یعنی در طراحی آنها هیچ عدم قطعیتی در نظر گرفته نمی‌شود. در صورتی که تعیین دقیق توابع تعلق با حضور عدم قطعیت ممکن نیست. این مشکلات، کاربرد سیستم‌های فازی نوع-۱ را با چالش‌هایی مواجه کرد که مدت‌ها توجه‌ای به آن نشده بود.

انعطاف^۱ با چالش‌های زیادی از جمله غیرخطی بودن، تزویج^۲ شدید و عدم قطعیت مواجه است. نوسانات ناخواسته در اثر انعطاف مفاصل، محدودیت پهنای باند را برای همه الگوریتم‌های کنترلی که بر مبنای ربات‌های صلب طراحی شده‌اند تحمیل کرده، علاوه بر این ممکن است مشکلات پایداری را برای قوانین کنترل فیدبکی که تاثیر انعطاف مفاصل را ناچیز گرفته‌اند، بوجود آورد. از این رو، برای داشتن عملکرد مناسب و جلوگیری از نوسانات، انعطاف پذیری مفاصل باید در طراحی کنترل کننده منظور شود [۱]. دینامیک و کنترل ربات‌ها با مفاصل قابل انعطاف اخیراً مورد توجه بسیاری از محققین قرار گرفته است. در اوایل دهه هشتاد نشان داده شد که کاربرد الگوریتم‌های کنترلی بر مبنای ربات‌های صلب^۳، بر روی ربات‌های واقعی در عمل محدود است.

خطی‌سازی فیدبکی یکی از روش‌های متداول کنترل غیرخطی ربات است. برای اعمال آن، نیاز به مدل دقیق سیستم داریم در حالی که بدست آوردن مدل دقیق سیستم میسر نیست. روش‌های کنترل دیگری از جمله شبکه‌های عصبی [۲] و کنترل لغزشی [۳] برای ربات‌های قابل انعطاف ارائه شده‌اند. اغلب روش‌های پیشنهادی بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور هستند. اما این استراتژی، دو عیب اساسی دارد. اول آن که از معادلات دینامیکی ربات استفاده می‌شود که بشدت غیرخطی و پیچیده هستند، دوم آن که دینامیک محرکه در طراحی کنترل کننده منظور نمی‌شود. استراتژی کنترل ولتاژ بخاطر آزادی از دینامیک ربات و ساختار ساده نسبت به کنترل گشتاور برتری دارد. این استراتژی بجای استفاده از دینامیک ربات که پیچیده و چند متغیره است از مدل موتور برای طراحی کنترل کننده استفاده می‌نماید [۴]. در بعضی مقالات از جمله [۵ و ۶]، روش‌های کنترل مقاومی با در نظر گرفتن دینامیک محرک بر مبنای کنترل گشتاور پیشنهاد شده است. منظور نمودن دینامیک محرکه باعث پیچیدگی قانون کنترل شده است. بعلاوه، به سنسورها یا تخمین‌گرهای بسیاری برای داشتن ردگیری خوب در مواجهه با عدم قطعیت‌ها نیاز دارد. در مقابل، استراتژی کنترل ولتاژ

⁴ Model free

⁵ Yong ming

⁶ Backstepping

⁷ Heidar

⁸ Crisp

¹ Flexible

² Coupling

³ Rigid

مبنای استراتژی کنترل ولتاژ ارائه نشده است. اخیراً روش‌های فازی-تطبیقی توجه محققان را به خود جلب کرده است. در این روش‌ها، ابتدا یک سیستم فازی ساخته می‌شود و سپس پارامترهای آن با استفاده از یک قانون تطبیق تنظیم می‌شوند. کنترل‌کننده‌های فازی-تطبیقی به دو صورت مستقیم^۷ و غیر مستقیم^۸ بکار می‌روند. در روش مستقیم از آنها به عنوان یک کنترل‌کننده استفاده می‌شود در صورتی که در روش غیرمستقیم برای مدل کردن یک سیستم نامعلوم بکار می‌روند [۱۶].

این مقاله، برای اولین بار به طراحی کنترل‌کننده فازی نوع-۲ تطبیقی غیرمستقیم با استراتژی جدید کنترل ولتاژ برای ربات هنرمند با مفاصل قابل انعطاف می‌پردازد. این طرح جدید در مواجهه با عدم قطعیت‌های گسترده کارآمد است. کارایی این روش جدید کنترلی از آن جهت برجسته می‌شود که ساده و غیر متمرکز بوده و به مدل ربات وابسته نیست. این مزیت بخاطر بکارگیری روش کنترل ولتاژ بجای روش مرسوم کنترل گشتاور بدست می‌آید. روش کنترل پیشنهادی شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی، موقعیت موتور با استفاده از کنترل‌کننده فازی نوع-۲ تطبیقی غیرمستقیم کنترل می‌شود، درحالی که حلقه خارجی، موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را کنترل می‌نماید. برای این منظور، از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی تطبیقی استفاده می‌شود که ضرایب آن با انتخاب سطح لغزش مناسب توسط روش گرادیان به روز می‌شوند. پایداری کنترل‌کننده پیشنهادی به روش تحلیلی ثابت می‌شود. ادامه مقاله بصورت زیر سازمان یافته است: در بخش دوم به مدلسازی ربات‌های با انعطاف در مفاصل پرداخته شده است. در بخش سوم سیستم‌های فازی نوع-۲ معرفی شده اند. در بخش چهارم روش کنترل پیشنهادی ارائه می‌شود. در بخش پنجم نتایج شبیه‌سازی و در بخش ششم نیز نتیجه‌گیری آمده است.

۲- مدلسازی ربات قابل انعطاف

معادلات دینامیکی ربات با مفاصل انعطاف پذیر مجهز به موتورهای DC را می‌توان بصورت زیر نوشت [۴ و ۶]:

پرفسور لطفی زاده [۹] سیستم‌های فازی نوع-۲ را ده سال بعد از معرفی سیستم‌های فازی نوع-۱ معرفی کرد. تفاوت اصلی سیستم فازی نوع-۲ در مقایسه با سیستم فازی نوع-۱ آن است که درجه عضویت آنها یک عدد فازی است. اخیراً منطق فازی نوع-۲ بخاطر قابلیت‌ها و انعطاف پذیری بیشتر نسبت به فازی نوع-۱ مورد توجه قرار گرفته است. لام^۲ و همکارانش [۱۰] از کنترل فازی نوع-۲ به منظور پایداری پاندول معکوس با در نظر گرفتن مسئله پایداری استفاده کرده اند. لین^۳ [۱۱] از کنترل فازی-عصبی با مد لغزشی برای کنترل یک سیستم غیرخطی با اطلاعات آموزشی نوپزی در حضور اغتشاش استفاده کرده است. سانگ^۴ و همکارانش [۱۲] از کنترل فازی نوع-۲ بصورت موفقیت آمیزی بمنظور پیش‌بینی سری زمانی استفاده کرده اند. تان^۵ و همکارانش [۱۳] از کنترل فازی نوع-۱ و نوع-۲ به منظور کنترل سطح مایع در یک سیستم که دارای ماهیتی غیرخطی و دارای تاخیر زمانی است، استفاده کرده اند. در این مقاله حالت خاصی از مجموعه‌های فازی نوع-۲ که به مجموعه‌های فازی نوع-۲ بازه ای^۶ معروف و دارای حجم محاسبات کمتری هستند بکار می‌رود.

مرور کارهای قبلی نشان می‌دهد که بصورت محدود به کنترل فازی نوع-۱ بازوهای ماهر رباتیک با مفاصل انعطاف پذیر بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ پرداخته شده است. کارهای قبلی بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور است. البته استفاده از کنترل فازی نوع-۲ در کنترل بازوهای ماهر رباتیک نیز بسیار محدود است که مثلاً در چند مورد برای کنترل ربات‌های سیار استفاده شده است [۱۴]. از این روش تنها در یک مورد برای کنترل یک ربات یک محوره با مفصل انعطاف پذیر بر مبنای استراتژی کنترل گشتاور استفاده شده است [۱۵]. در این مقاله از یک مدل ساده شده بدون در نظر گرفتن دینامیک محرک استفاده شده و پایداری سیستم حلقه بسته نیز بررسی نشده است. علاوه بر آن، تاکنون کنترل فازی نوع-۲ ربات با مفاصل انعطاف پذیر بر

¹ Type-2 fuzzy system

² Lam

³ Lin

⁴ Song

⁵ Tan

⁶ Interval type-2 fuzzy system

⁷ Direct

⁸ Indirect

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ D^{-1}(x_1)(-g(x_1) - Kx_1 - C(x_1, x_2)x_2 + Krx_3) \\ x_4 \\ J^{-1}(rKx_1 - r^2Kx_3 - Bx_4 + K_mx_5) \\ -L^{-1}(K_b x_4 + Rx_5) \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ L^{-1} \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} \theta \\ \dot{\theta} \\ \theta_m \\ \dot{\theta}_m \\ I_a \end{bmatrix}$$

۳- منطق و سیستم فازی نوع-۲

یک مجموعه فازی نوع-۲ در حالت کلی بصورت زیر نمایش داده می‌شود [۹]:

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u)/u \right] / x, \quad J_x \subseteq [0 \ 1] \quad (۶)$$

که \tilde{A} یک مجموعه فازی نوع-۲، J_x مجموع درجات عضویت اولیه^۴ از $x \in X$ ، $f_x(u)$ تابع عضویت ثانویه^۵ و u متغیر ثانویه^۶ است.

بنابراین توابع تعلق نوع-۱ دو بعدی و درجه توابع تعلق نوع-۲ سه بعدی هستند. در واقع سیستم‌های فازی نوع-۱ توسعه یافته سیستم‌های فازی نوع-۲ با داشتن یک بعد اضافه می‌باشند که بعد سوم یک درجه آزادی بیشتری را نسبت به نوع ۱ فراهم می‌کند. سه بعدی بودن توابع تعلق سیستم‌های فازی نوع ۲ آنها را قادر به مدل کردن و از بین بردن بیشتر عدم قطعیت‌ها می‌کند. بمنظور ساده سازی مجموعه-های فازی نوع-۲ کلی، حالت خاصی از آنها که به مجموعه-های فازی نوع-۲ بازه ای معروف هستند را به صورت زیر تعریف می‌نمایند:

$$f_x(u) = 1, \quad \forall u \in J_x \subseteq [0 \ 1] \quad (۷)$$

برای نشان دادن یک تابع عضویت فازی نوع-۲ بازه ای گوسی، دو حالت مرکز نامعین و انحراف معیار نامعین مطرح

$$D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} + g(\theta) + F_s(\dot{q}_1) = K(r\theta_m - \theta) \quad (۱)$$

$$J\ddot{\theta}_m + B\dot{\theta}_m + rK(r\theta_m - \theta) + \tau_d = \tau \quad (۲)$$

که در آن $\theta \in R^n$ بردار متغیرهای مفصلی، $\dot{\theta} \in R^n$ بردار سرعت های مفصلی، $\ddot{\theta} \in R^n$ بردار شتاب های مفصلی، $D(\theta) \in R^{n \times n}$ ماتریس متقارن ممان اینرسی فضای مفصلی یا تانسور اینرسی بازوی ماهر^۱، $C(\theta, \dot{\theta}) \in R^n$ بردار گشتاورهای کوریولیس و جانب مرکز^۲، $g(\theta) \in R^n$ بردار توصیف کننده نیروهای گرانشی^۳، $\tau \in R^n$ بردار گشتاور ورودی، $\theta_m \in R^n$ متغیر زاویه ای موبوط به موتور، K بیانگر مقدار انعطاف مفاصل، $F_s(\dot{q}_1) \in R^n$ بردار جملات اصطکاک خشک، $\tau_d \in R^n$ بردار اغتشاش یا تاثیرات دینامیک های مدل نشده، r ضریب چرخ دنده و J و B پارامترهای موتور می‌باشد. معادلات (۱) و (۲) بشدت غیر خطی و دارای تزویج شدید می‌باشند. برای بدست آوردن ولتاژ به عنوان ورودی سیستم رباتیک معادله الکتریکی حاکم بر موتور را بصورت زیر می‌توان در نظر گرفت:

$$u = RI_a + LI_a + K_b \dot{\theta}_m \quad (۳)$$

که در آن R مقاومت اهمی سیم پیچ روتور، L اندوکتانس سیم پیچ روتور و K_b ثابت ضد محرکه القایی و u ولتاژ ورودی موتور است. در موتورهای DC مغناطیس دائم، شار مغناطیسی مربوط به استاتور ثابت می‌باشد. بنابراین گشتاور اعمالی به موتور از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$K_m I_a = \tau \quad (۴)$$

که در آن I_a جریان ورودی به موتور و K_m ثابت است. معادلات (۱) تا (۴) را در جملات فضای حالت می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{x} = f(x) + bu \quad (۵)$$

که

⁴Primary Membership

⁵Secondary Membership

⁶Secondary variable

¹Matrix of manipulator inertia

²Vector of centrifugal and Coriolis forces

³Vector of gravitational forces

به یک مجموعه فازی نوع-۱ را کاهش مرتبه می‌نامند که بحثی بسیار مهم در سیستم‌های فازی نوع-۲ است [۱۷]. ساختار یک سیستم فازی نوع-۲ در شکل ۲ نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۲ دیده می‌شود، ساختار یک سیستم فازی نوع-۲ همانند یک سیستم فازی نوع-۱ است که فقط بلوک کاهش مرتبه را اضافه دارد. کاهش مرتبه در واقع توسعه یافته غیر فازی ساز فازی نوع-۱ است. قوانین یک سیستم بازه ای نوع-۲ را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$R^i: \text{if } x_1 \text{ is } \bar{X}_1^i \text{ and } \dots x_p \text{ is } \bar{X}_p^i, \text{ then } y \text{ is } Y^i \quad (8)$$

$$i = 1, 2, \dots, M$$

که $x = (x_1, \dots, x_p)$ بردار ورودی، $\bar{X}_j^i (j = 1, 2, \dots, p)$ مجموعه فازی نوع-۲، y خروجی و $Y^i = [y_l^i, y_r^i]$ را می‌توان به عنوان مرکز یک تابع تعلق نوع-۲ در نظر گرفت. بلوک کاهش مرتبه در واقع خروجی مجموعه فازی نوع-۲ موتور استنتاج را به یک مجموعه فازی نوع-۱ تبدیل می‌کند. یکی از روشهای رایج برای این کار استفاده از مرکز مجموعه هاست که بصورت زیر بیان می‌شود:

$$Y_{cos}(x) = [y_l, y_r] = \bigcup_{y^i \in Y^i(x)} \frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i} \quad (9)$$

که $F^i(x) = [f_l^i, f_r^i]$ می‌باشد. f_l^i و f_r^i بصورت زیر تعریف می‌شوند:

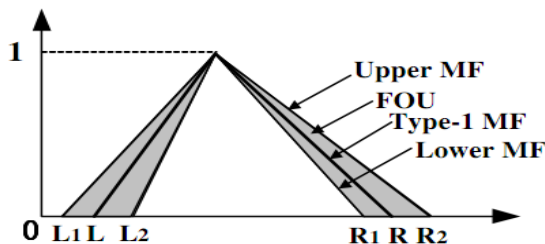
$$f_l^i(x) = \mu_{\bar{X}_1^i}(x_1) \times \dots \times \mu_{\bar{X}_p^i}(x_p) \quad (10)$$

$$f_r^i(x) = \bar{\mu}_{\bar{X}_1^i}(x_1) \times \dots \times \bar{\mu}_{\bar{X}_p^i}(x_p) \quad (11)$$

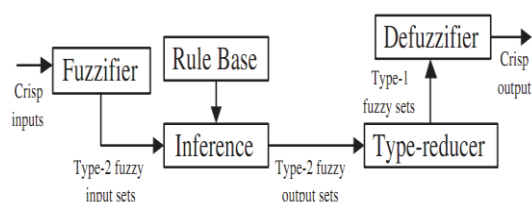
که $\mu_{\bar{X}_j^i}$ و $\bar{\mu}_{\bar{X}_j^i}$ بترتیب حد پایین و بالای تابع عضویت هستند. y_l و y_r بصورت زیر بیان می‌شوند:

$$y_l = \frac{\sum_{i=1}^L \bar{f}^i y_l^i + \sum_{i=L+1}^M f^i y_l^i}{\sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M f^i} \quad (12)$$

$$y_r = \frac{\sum_{i=1}^R f^i y_r^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i y_r^i}{\sum_{i=1}^R f^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i} \quad (13)$$



شکل ۱- تابع تعلق نوع-۲ با انحراف نامعین



شکل ۲- ساختار سیستم فازی نوع-۲

می‌شوند. در حالت مرکز نامعین، مرکز تابع عضویت گوسی یک عدد واحد نیست، بلکه عددی در یک بازه محدود مثل $[m_1, m_2]$ می‌تواند باشد. در این حالت انحراف معیار تابع گوسی ثابت در نظر گرفته می‌شود. در حالت انحراف نامعین، مرکز تابع گوسی ثابت در نظر گرفته می‌شود ولی انحراف معیار تابع گوسی عددی در بازه محدود $[\sigma_1, \sigma_2]$ می‌تواند باشد. به عنوان مثال شکل ۱ نشان دهنده این حالت است.

ناحیه نامعینی در فازی نوع-۲ را ردپای عدم قطعیت^۱ (FOU) می‌نامند. در شکل ۱ ناحیه هاشور خورده FOU توابع عضویت نوع-۲ هستند. در سیستم‌های فازی نوع-۲ به حد پایین تابع عضویت، تابع عضویت پایینی^۲ و به حد بالای تابع عضویت، تابع عضویت بالایی^۳ گفته می‌شود. تفاوت عمده سیستم‌های فازی نوع-۱ و نوع-۲ در شکل تابع عضویت آنها می‌باشد. برای محاسبه خروجی در سیستم فازی نوع-۱، با توجه به اینکه خروجی این سیستم‌ها مجموعه فازی نوع-۱ است، با فازی زدایی، یک مقدار عددی بدست می‌آید. اما در سیستم فازی نوع-۲، خروجی سیستم یک مجموعه فازی نوع-۲ است. بنابراین پس از یک مرتبه فازی زدایی از یک مجموعه فازی نوع-۲، یک مجموعه فازی نوع-۱ بدست خواهد آمد. عملیات تبدیل یک مجموعه فازی نوع-۲

⁴Type reduction
⁵Center-of-sets type-reducer

¹Footprint of uncertainty
²Lower membership function
³Upper membership function

۴- روش کنترلی پیشنهادی

برای کنترل ربات قابل انعطاف معرفی شده در بخش ۲، یک روش کنترلی بر مبنای استراتژی کنترل ولتاژ ارائه می‌شود. روش کنترلی پیشنهادی شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور کنترل می‌شود و حلقه خارجی موقعیت مطلوب موتور را فراهم می‌کند.

۴-۱- طراحی حلقه داخلی

برای طراحی حلقه داخلی بمنظور کنترل موقعیت موتور، معادله الکتریکی موتور را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$u = RI_a + L\dot{I}_a + k_b\dot{\theta}_m + \varphi(t) \quad (27)$$

که $\varphi(t)$ را می‌توان یک اغتشاش خارجی محدود در نظر گرفت. توجه به این نکته جالب است که (۲۷) یک سیستم تک ورودی- تک خروجی می‌باشد، در صورتی که سیستم ربات چند متغیره است. از این رو در روش پیشنهادی، بجای استفاده از مدل ربات، از مدل موتور استفاده می‌شود. بنابراین بجای کنترل یک سیستم چند متغیره در استراتژی کنترل گشتاور، n سیستم تک ورودی- تک خروجی در استراتژی کنترل ولتاژ کنترل می‌شوند. رابطه (۲۷) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{\theta}_m = f + gu + d(t) \quad (28)$$

که $d(t) = k_b^{-1}\varphi(t)$ بوده و دو تابع f و g بصورت زیر تعریف می‌شوند:

$$f = -\frac{RI_a + LI_a}{k_b} \quad (29)$$

$$g = \frac{1}{k_b} \quad (30)$$

با استفاده از روش خطی سازی فیدبکی و با در نظر گرفتن $\varphi(t) = 0$ ، قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = \frac{1}{g}(-f + \theta_{md} + \alpha(\theta_{md} - \theta_m)) \quad (31)$$

که α یک مقدار مثبت ثابت و θ_{md} موقعیت مطلوب زاویه موتور است. با جایگذاری معادله (۳۱) در معادله (۲۸) و انجام کمی محاسبات داریم:

$$\dot{e} + \alpha e = 0 \quad (32)$$

که L و R با استفاده از الگوریتم کرنیک- مندل بدست می‌آیند [۱۶]. y_r را می‌توان بصورت زیر بازنویس کرد:

$$y_r = \sum_{i=1}^R q_r^i y_r^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{q}_r^i y_r^i = [y_r \bar{y}_r]^T \begin{bmatrix} Q_r \\ \bar{Q}_r \end{bmatrix} = \theta_r^T \xi_r \quad (14)$$

از طرفی

$$D_r = \sum_{i=1}^R \underline{f}^i + \sum_{i=R+1}^M \bar{f}^i \quad (15)$$

$$\underline{y}_r = [y_r^1, y_r^2, \dots, y_r^R] \quad (16)$$

$$\bar{y}_r = [y_r^{R+1}, y_r^{R+2}, \dots, y_r^M] \quad (17)$$

$$\underline{Q}_r = [q_r^1, q_r^2, \dots, q_r^R]^T \quad (18)$$

$$\bar{Q}_r = [\bar{q}_r^{R+1}, \bar{q}_r^{R+2}, \dots, \bar{q}_r^M]^T \quad (19)$$

که $\theta_r^T = [y_r \bar{y}_r]^T$ است. y_l رانیز می‌توان بصورت زیر بازنویس کرد:

$$y_l = \sum_{i=1}^L \bar{q}_l^i y_l^i + \sum_{i=L+1}^M q_l^i y_l^i = [\bar{y}_l \underline{y}_l]^T \begin{bmatrix} \bar{Q}_l \\ Q_l \end{bmatrix} = \theta_l^T \xi_l \quad (20)$$

که $\xi_l^T = [\bar{Q}_l \underline{Q}_l]$ و $\bar{q}_l^i = \bar{f}^i / D_l$ ، $q_l^i = f^i / D_l$ است. از طرفی داریم:

$$D_l = \sum_{i=1}^L \bar{f}^i + \sum_{i=L+1}^M f^i \quad (21)$$

$$\underline{y}_l = [y_l^{L+1}, y_l^{L+2}, \dots, y_l^M] \quad (22)$$

$$\bar{y}_l = [y_l^1, y_l^2, \dots, y_l^L] \quad (23)$$

$$\bar{Q}_l = [\bar{q}_l^1, \bar{q}_l^2, \dots, \bar{q}_l^L]^T \quad (24)$$

$$Q_l = [q_l^{L+1}, q_l^{L+2}, \dots, q_l^M]^T \quad (25)$$

که $\theta_l^T = [\bar{y}_l \underline{y}_l]$ است.

بعد از محاسبات بلوک، کاهش مرتبه تمام می‌شود. غیر فازی ساز در واقع متوسط خروجی بلوک کاهش مرتبه را محاسبه می‌کند، یعنی:

$$y(x) = 0.5(y_l + y_r) = 0.5(\theta_l^T \xi_l + \theta_r^T \xi_r) = 0.5[\theta_l^T \quad \theta_r^T] \begin{bmatrix} \xi_l \\ \xi_r \end{bmatrix} = \theta^T \xi \quad (26)$$

که $\theta^T = [\theta_l^T \quad \theta_r^T]$ و $\xi^T = 0.5[\xi_l \quad \xi_r]$ است.

تئوری تقریب [۱۸] یک سیستم فازی بهینه $\hat{f}(x|\theta^*)$ به صورت معادله (۲۶) وجود دارد به نحوی که

$$\hat{f}(x|\theta^*) = \theta_f^{*T} \xi_f + \varepsilon \quad (36)$$

که θ_f^* مقدار بهینه θ_f است و ε خطای تقریب محدودی است. یعنی $|\varepsilon| \leq \rho_1$ که ρ_1 یک مقدار ثابت است. استفاده از یک سیستم فازی نوع-۲ برای تقریب \hat{f} نتیجه می‌دهد:

$$\hat{f}(x|\theta) = \hat{\theta}_f^T \xi_f \quad (37)$$

که $\hat{\theta}_f$ تخمین θ_f^* است. بسادگی می‌توان نشان داد:

$$\hat{f}(x|\theta_f) - \hat{f}(x|\theta_f^*) = \tilde{\theta}_f^T \xi_f + \varepsilon = \quad (38)$$

$5\tilde{\theta}_{r,f}^T \xi_f + 5\tilde{\theta}_{l,f}^T \xi_f + \varepsilon$ که $\tilde{\theta}_{l,f}^T = \theta_{l,f}^{*T} - \hat{\theta}_{l,f}^T$ و $\tilde{\theta}_{r,f}^T = \theta_{r,f}^{*T} - \hat{\theta}_{r,f}^T$ است. از طرفی $\theta_{r,f}^*$ مقدار بهینه $\theta_{r,f}$ و $\theta_{l,f}^*$ مقدار بهینه $\theta_{l,f}$ است. به طریق مشابه می‌توان نشان داد:

$$\hat{g}(x|\theta_g) - \hat{g}(x|\theta_g^*) = \tilde{\theta}_g^T \xi_g = \quad (39)$$

$5\tilde{\theta}_{r,g}^T \xi_g + 5\tilde{\theta}_{l,g}^T \xi_g$

که $\tilde{\theta}_{l,g}^T = \theta_{l,g}^{*T} - \hat{\theta}_{l,g}^T$ و $\tilde{\theta}_g = \theta_g^* - \hat{\theta}_g$ ، $\tilde{\theta}_{r,g}^T = \theta_{r,g}^{*T} - \hat{\theta}_{r,g}^T$ است. از طرفی $\theta_{r,g}^*$ مقدار بهینه $\theta_{r,g}$ و $\theta_{l,g}^*$ مقدار بهینه $\theta_{l,g}$ است. در اینصورت رابطه (۳۵) را بصورت زیر می‌توان نوشت:

$$\dot{e} = -ae + (\hat{f}(x|\theta_f) - \hat{f}(x|\theta_f^*)) + \quad (40)$$

$$(\hat{g}(x|\theta_g) - \hat{g}(x|\theta_g^*))u + w - d(t)$$

که w خطای تقریب است و بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$w = (\hat{f}(x|\theta_f^*) - f) + (\hat{g}(x|\theta_g^*) - g)u + \varepsilon \quad (41)$$

با استفاده از معادلات (۳۸) تا (۴۱) داریم:

$$\dot{e} = -ae + 5\tilde{\theta}_{r,f}^T \xi_f + 5\tilde{\theta}_{l,f}^T \xi_f + \quad (42)$$

$$(\tilde{\theta}_{r,g}^T \xi_g + \tilde{\theta}_{l,g}^T \xi_g)u - (\tilde{\theta}_r^T \xi + \tilde{\theta}_l^T \xi) + w - d(t)$$

برای اثبات پایداری و بدست آوردن قوانین بروز رسانی پارامترها، تابع لیاپانوف زیر انتخاب می‌شود:

$$V = 0.5e^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_{r,f}^T \tilde{\theta}_{r,f} + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_{l,f}^T \tilde{\theta}_{l,f} + \quad (43)$$

$$\frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\theta}_{r,g}^T \tilde{\theta}_{r,g} + \frac{1}{2\gamma_4} \tilde{\theta}_{l,g}^T \tilde{\theta}_{l,g}$$

که $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ و γ_5 مقادیر مثبت و ثابتی هستند (ضرایب تطبیق). با مشتق گیری از رابطه فوق داریم:

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\theta}_{r,f}^T \dot{\tilde{\theta}}_{r,f} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{\theta}_{l,f}^T \dot{\tilde{\theta}}_{l,f} + \quad (44)$$

$$\frac{1}{\gamma_3} \tilde{\theta}_{r,g}^T \dot{\tilde{\theta}}_{r,g} + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{\theta}_{l,g}^T \dot{\tilde{\theta}}_{l,g}$$

که $e = \theta_{md} - \theta_m$ بصورت e خطای ردگیری است و می‌توان نتیجه گرفت که با استفاده از قانون کنترل (۳۱)، خطا به صفر میل می‌کند.

با در نظر گرفتن روابط (۲۸-۳۲)، مشخص است که در خطی سازی فیدبکی، برای رسیدن به عملکرد مطلوب، باید دو تابع f و g و $d(t)$ بصورت دقیق مشخص باشند. لذا در حضور عدم قطعیت، عملکرد سیستم تضعیف می‌شود. از این رو برای رسیدن به عملکرد مطلوب باید اثر عدم قطعیت‌ها به نحوی جبران شود. برای حل این مشکل، می‌توان دو تابع نامعلوم f و g را با استفاده از سیستم‌های فازی-تطبیقی \hat{f} و \hat{g} تقریب زد. علاوه بر توابع f و g عدم قطعیت $d(t)$ نیز باید جبران شود. در این خصوص از توانایی سیستم فازی نوع-۲ در غلبه بر عدم قطعیت بهره می‌بریم. توابع f و g به پارامترهایی نظیر L, R و k_b وابسته‌اند. با اندازه گیری می‌توان مقادیر تقریبی آنها را بدست آورد. اما حتی مقدار اندک خطا در مقادیر این پارامترها می‌تواند تاثیر چشمگیری در تغییر رفتار دینامیکی سیستم کنترل بر مبنای مدل داشته باشد. از آنجا که دینامیک بازوی رباتیک با مفاصل انعطاف پذیر و وجود محرکه الکتریکی از مرتبه پنج است [۱۷]، بنابراین طراحی روش‌های کنترل مقاوم مرسوم بسیار پیچیده می‌شوند. در مقایسه، طراحی روش‌های کنترل فازی بدلیل عدم وابستگی به مدل آسانتر بنظر می‌رسند. با این تفاوت که محاسبات آنها بیشتر است. از طرفی، علی‌رغم ویژگی‌های مثبت سیستم‌های فازی نوع دوم، یکی از معایب این سیستم‌ها بیشتر بودن حجم محاسباتشان نسبت به سیستم‌های فازی نوع اول است. البته این خود بهایی است که باید برای حفظ عملکرد سیستم در مواجه با نویز و عدم قطعیت‌ها پرداخت شود [۹]. بنابراین قانون کنترل زیر پیشنهاد می‌شود:

$$u = \frac{1}{\hat{g}} (-\hat{f} + \dot{\theta}_{md} + \alpha(\theta_{md} - \theta_m)) \quad (33)$$

با استفاده از معادله (۲۸) و اضافه و کم کردن عبارت $\hat{g}u$ داریم:

$$\dot{\theta}_m = f + gu + \hat{g}u - \hat{g}u + d(t) \quad (34)$$

با جایگذاری معادله (۳۳) در معادله (۳۴) و انجام کمی محاسبات داریم:

$$\dot{e} = -ae + (\hat{f} - f) + (\hat{g} - g)u + d(t) \quad (35)$$

از طرفی فرض کنید که θ_f و θ_g بترتیب پارامترهای قابل تنظیمی در \hat{f} و \hat{g} باشند. بنابراین \hat{f} و \hat{g} را می‌توان بصورت $\hat{f}(x|\theta_f)$ و $\hat{g}(x|\theta_g)$ در نظر گرفت. با استفاده از

که sgn تابع علامت است و بصورت $sgn(e) = e/|e|$ تعریف می‌شود. از آنجا که روش کنترل تطبیقی پیشنهادی بر مبنای لیاپانوف است، همگرایی تضمین می‌گردد. در این خصوص کافی است که ضرایب مثبت انتخاب شوند. ضرایب تطبیق کوچک باعث کند شدن همگرایی می‌شوند. از طرفی انتخاب ضرایب بزرگ باعث همگرایی سریع پارامترها می‌شود.

۴-۲- طراحی حلقه داخلی

حلقه خارجی بمنظور کنترل زاویه موتور و فراهم کردن θ_{md} برای حلقه داخلی با استفاده از یک کنترل کننده PID بصورت زیر طراحی می‌شود:

$$\theta_{md} = k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt \quad (55)$$

که k_d, k_p, k_i مقادیر مثبتی هستند. θ زاویه واقعی مفصل، θ_d زاویه مطلوب مفصل و $E = \theta_d - \theta$ خطای ردگیری مفصل است. با جایگذاری مشتق معادله (۵۵) در معادله (۵۴)، قانون کنترل کل بدست می‌آید:

$$u = \frac{1}{g} (-\ddot{f} + k_d \dot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \rho \text{sign}(e)) \quad (56)$$

از سوی دیگر، برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین ضرایب PID از تئوری روش مد لغزشی استفاده می‌شود. به این منظور سطح لغزش بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$S = e + \lambda \int e dt \quad (57)$$

که $e = \theta_{md} - \theta_m$ و λ مقدار مثبتی است. با استفاده از معادلات (۵۳) و (۵۵) داریم:

با جایگزین کردن معادله (۴۲) در معادله (۴۴) و کمی ساده سازی داریم:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\alpha e^2 + \tilde{\theta}_{r,f}^T \left(e \xi_f + \frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\theta}}_{r,f} \right) \\ & + \tilde{\theta}_{l,f}^T \left(e \xi_f + \frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\theta}}_{l,f} \right) \\ & + \tilde{\theta}_{r,g}^T \left(e \xi_g u + \frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{\theta}}_{r,g} \right) \\ & + \tilde{\theta}_{l,g}^T \left(e \xi_g u + \frac{1}{\gamma_4} \dot{\tilde{\theta}}_{l,g} \right) \\ & + e(w - d) \end{aligned} \quad (45)$$

برای اثبات همگرایی قوانین بروز رسانی پارامترها را بصورت زیر می‌توان در نظر گرفت:

$$\dot{\tilde{\theta}}_{r,f} = -\gamma_1 e \xi_f \quad (46)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{l,f} = -\gamma_2 e \xi_f \quad (47)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{r,g} = -\gamma_3 e \xi_g u \quad (48)$$

$$\dot{\tilde{\theta}}_{l,g} = -\gamma_4 e \xi_g u \quad (49)$$

با انتخاب این قوانین رابطه (۴۵) را می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\dot{V} = -\alpha e^2 + e(w - d) \quad (50)$$

برای برقراری شرط $\dot{V} \leq 0$ ، لازم است که

$$e(w - d) \leq \alpha e^2 \quad (51)$$

در نتیجه با فرض $|w - d(t)| \leq \rho$ داریم:

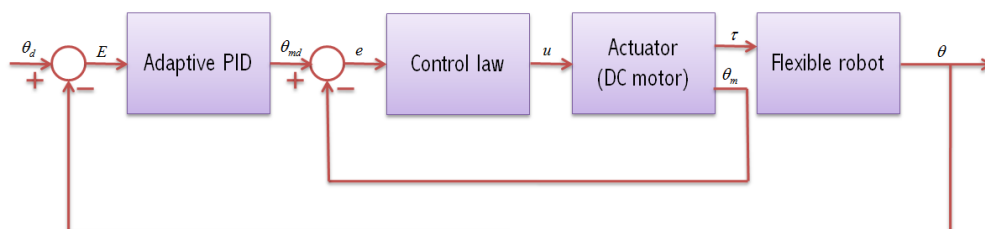
$$e(w - d) \leq |e| \rho \leq \alpha e^2 \quad (52)$$

که ρ یک ثابت مثبت است. برای برقراری شرط (۵۲)، α را می‌توان بصورت زیر انتخاب کرد:

$$\alpha = \frac{\rho}{|e|} \quad (53)$$

با جایگذاری معادله (۵۳) در معادله (۳۳) داریم:

$$u = \frac{1}{g} (-\ddot{f} + \dot{\theta}_{md} + \rho \text{sgn}(e)) \quad (54)$$



شکل ۳- بلوک دیاگرام سیستم کنترل

(۲) طراحی حلقه داخلی: انتخاب مناسب ضرایب $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ و شرایط اولیه قوانین تطبیق از معادلات (۴۶) تا (۴۹)

(۳) طراحی حلقه خارجی: انتخاب مناسب ضرایب λ, σ و γ_5 و شرایط اولیه قوانین تطبیق از معادلات (۶۳) تا (۶۵)

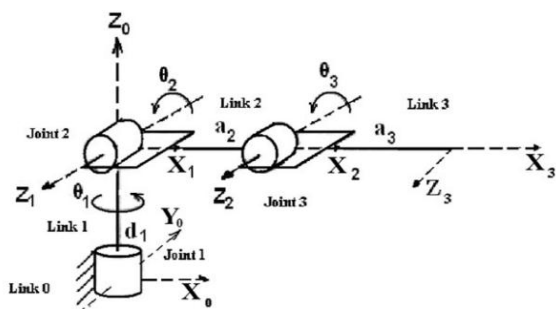
(۴) محاسبه ξ_i و ξ_r برای تقریب توابع نامعلوم f و g
 (۵) اعمال قانون کنترل از معادله (۵۶)

۵- شبیه سازی

قانون کنترل پیشنهادی در معادله (۵۶) به منظور کنترل یک ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل مورد استفاده قرار می‌گیرد. ربات مورد نظر یک ربات سری با سه مفصل لولایی می‌باشد که در شکل ۴ نشان داده شده است. پارامترهای ربات با استفاده از روش دناویت- هارتنبرگ در جدول ۱ آمده است. که α_i, d_i, θ_i و a_i بترتیب بیانگر طول، انحراف، زاویه و پیچش هستند. پارامترهای دینامیکی ربات و پارامترهای موتور بترتیب در جدول‌های ۲ و ۳ آمده است. سیستم‌های فازی نوع-۲ طراحی شده دارای دو ورودی خطا و تغییرات خطا هستند که توابع تعلق آنها در شکل ۵ نشان داده شده است.

جدول ۱- پارامترهای ربات با روش دناویت- هارتنبرگ

محور	a	d	θ	α
۱	0	d_1	θ_1	$\pi/2$
۲	a_2	0	θ_2	0
۳	a_3	0	θ_3	0



شکل ۴- ربات هنرمند

$$\dot{S} = k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda(k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m) \quad (58)$$

برای برقراری شرط لغزش به منظور تامین پایداری کنترل کننده، تابع لیاپانوف را بصورت زیر انتخاب می‌کنیم:

$$V_1 = 0.5S^2 \quad (59)$$

در نتیجه شرط لغزش بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\dot{V}_1 = S\dot{S} < 0 \quad (60)$$

با جایگذاری معادله (۵۸) در معادله (۶۰) داریم:

$$\dot{V}_1 = S(k_d \ddot{E} + k_p \dot{E} + k_i E + \lambda(k_d \dot{E} + k_p E + k_i \int E dt) - (\dot{\theta}_m + \lambda \theta_m)) \quad (61)$$

برای رسیدن به یک مکانیزم تطبیق مناسب برای تعیین تطبیقی ضرایب PID، روش گرادیان بمنظور کمینه کردن سطح لغزش اعمال گردیده است. برای تضمین همگرایی ضرایب کنترل کننده از روش اصلاح شده- سیگما^۱ استفاده شده است [۱۹]. به این منظور تابع هزینه‌ای بصورت زیر را می‌توان در نظر گرفت:

$$CF = \dot{V}_1 + 0.5 \sigma(k_p^2 + k_i^2 + k_d^2) \quad (62)$$

که σ یک مقدار مثبت کوچک است. در نتیجه با استفاده از روش گرادیان داریم:

$$\dot{k}_d = -\gamma_7 \frac{\partial CF}{\partial k_d} = -\gamma_7 S(\ddot{E} + \lambda \dot{E}) - \gamma_5 \sigma k_d \quad (63)$$

$$\dot{k}_i = -\gamma_5 \frac{\partial CF}{\partial k_i} = -\gamma_5 S(E + \lambda \int E dt) - \gamma_5 \sigma k_i \quad (64)$$

$$\dot{k}_p = -\gamma_5 \frac{\partial CF}{\partial k_p} = -\gamma_5 S(\dot{E} + \lambda E) - \gamma_5 \sigma k_p \quad (65)$$

که γ_5 نرخ یادگیری است. بلوک دیاگرام سیستم کنترل که شامل هر دو حلقه داخلی و خارجی است، در شکل ۳ نشان داده شده است. با توجه به بخش‌های ۱-۴ و ۲-۴، مراحل طراحی قانون کنترل پیشنهادی را بصورت خلاصه زیر می‌توان بیان نمود:

(۱) انتخاب توابع تعلق برای ورودی و تغییرات خطا

^۱ σ -modification

مقایسه با سایر بخش‌ها در قانون کنترل کوچک به نظر می‌رسد.

جدول ۳- پارامترهای موتور

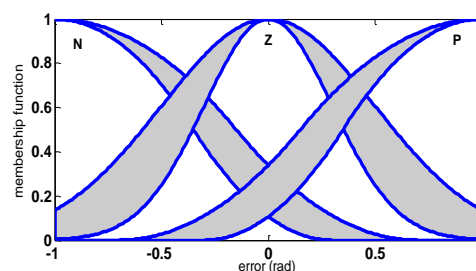
موتورها	K	r	B	J	L	K _b	R
۳ و ۲، ۱	۵۰۰	۰.۱	۰.۰۰۰۱	۰.۰۰۰۲	۰.۰۰۱	۰.۲۶	۱.۲۶

بنابراین پدیده لرزش کنترل در شکل ۸ آشکار نشده است. علاوه بر این سیگنال گشتاور نیز در شکل ۹ نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود این سیگنال نرم و بدون لرزش می‌باشد. نتایج شبیه سازی نشان دهنده کارا بودن این روش کنترلی دارد. برای بهتر نشان دادن توانایی این روش در کنترل سیستم، این روش با یک روش غیر خطی [۱] مقایسه می‌شود و عملکرد آن در مواجه با اغتشاش خارجی و دینامیک‌های مدل نشده مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. بدین منظور اغتشاش خارجی $(\varphi(t))$ بصورت یک پالس با دامنه ۴ و دوره تناوب ۲ ثانیه در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این در شبیه سازی، t_d و $F_s(\dot{q}_1)$ که در معادلات (۱) و (۲) معرفی شدند، بصورت زیر در نظر گرفته شده اند:

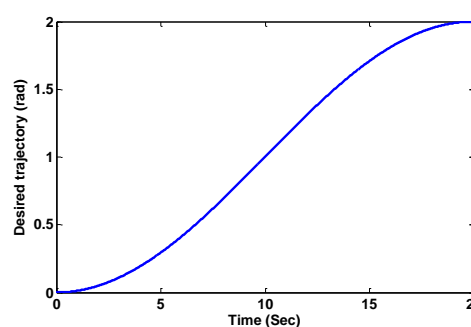
$$F_s(\dot{q}_1) = \begin{bmatrix} 2\dot{q}_1 + 8\text{sign}(\dot{q}_1) \\ 4\dot{q}_2 + 16\text{sign}(\dot{q}_2) \\ 4\dot{q}_3 + 8\text{sign}(\dot{q}_3) \end{bmatrix} \quad (۶۶)$$

$$t_d = \begin{bmatrix} 2s(t-4) - 4s(t-10) + 3s(t-12) \\ 40s(t-4) - 50s(t-10) + 30s(t-12) \\ 10s(t-4) - 20s(t-10) + 15s(t-12) \end{bmatrix} \quad (۶۷)$$

$S(t)$ تابع پله واحد می‌باشد. با توجه به شکل ۹ حداکثر دامنه گشتاور اعمالی برای مفصل ۱ برابر ۲ نیوتون متر، برای مفصل دوم ۲۳۰ نیوتون متر و برای مفصل سوم ۵۰ نیوتون متر است. در نتیجه دامنه گشتاور اغتشاش تقریباً ۲۰ درصد آن انتخاب شده است. خطای ردگیری روش کنترل غیر خطی ارائه شده توسط فاتح [۱]، در شکل ۱۰ نشان داده شده است. همچنین عملکرد سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی پیشنهادی نیز در حضور اغتشاش خارجی در شکل ۱۱ نشان داده شده است. همانطور که می‌بینیم در حضور اغتشاش خارجی، کنترل کننده فازی تطبیقی خود را با شرایط جدید وفق داده و منجر به ردگیری بهتری می‌شود. سیگنال کنترلی (ولتاژ موتورها) و گشتاور اعمالی روش پیشنهادی نیز بترتیب در شکل های ۱۲ و ۱۳ نشان داده شده است. پرش‌هایی در این سیگنال در لحظه‌های ۴، ۱۰ و ۱۲ ثانیه دیده می‌شود



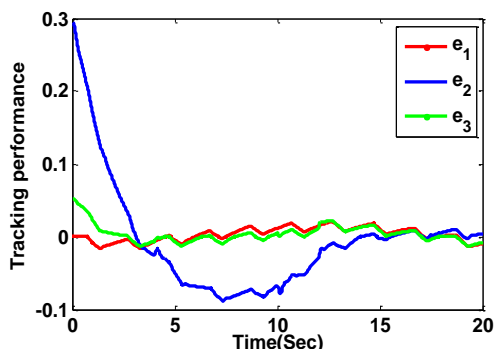
شکل ۵- توابع تعلق کنترل کننده فازی نوع-۲ برای ورودی خطا



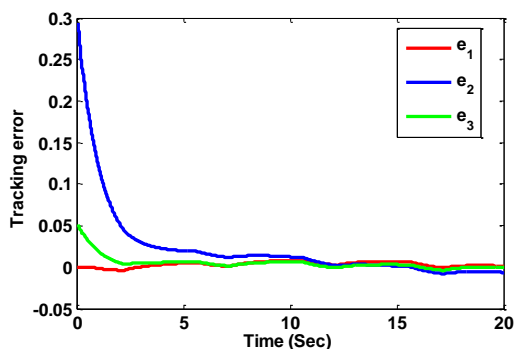
شکل ۶- مسیر مطلوب

مسیر مطلوب مفصل در شکل ۶ نشان داده شده است. برای اعمال قوانین تطبیق (روابط ۳۷-۴۰)، شرایط اولیه صفر در نظر گرفته شده است. ضرایب قوانین تطبیق بصورت $\rho = 20$ ، $\gamma_5 = 0.2$ ، $\gamma_3 = \gamma_4 = 0.1$ ، $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$ و $\sigma = 0.01$ انتخاب شده اند. مقادیر اولیه کنترل کننده PID نیز بصورت $k_d(0) = 12$ و $k_p(0) = 2000$ ، $k_i(0) = 200$ انتخاب شده اند.

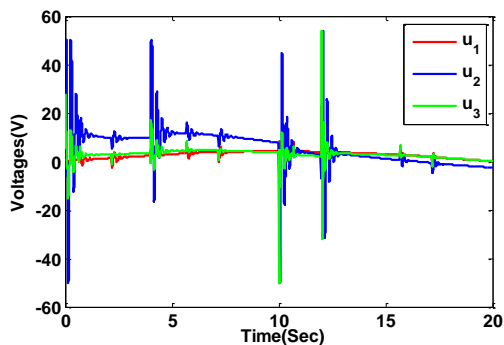
با اعمال قانون کنترل پیشنهادی (۵۶)، عملکرد سیستم در شکل ۷ نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود ردگیری بخوبی انجام شده است. سیگنال کنترلی نیز در شکل ۸ نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، سیگنال کنترلی دارای لرزش نمی‌باشد. نوسانات مشاهده شده در ابتدای سیگنال کنترل بیشتر بخاطر انعطاف پذیر بودن مفاصل است. هنگامی پدیده لرزش سیگنال کنترل توسط تابع $\text{sgn}(e)$ در معادله (۵۶) آشکار می‌شود که e تغییر علامت دهد. بررسی e در شکل ۷ نشان می‌دهد که e بسیار کم تغییر علامت داده است. از طرفی بخش $\text{psgn}(e)$



شکل ۱۰- عملکرد روش غیر خطی در حضور اغتشاش خارجی



شکل ۱۱- عملکرد سیستم فازی نوع-۲ تطبیقی در حضور اغتشاش خارجی

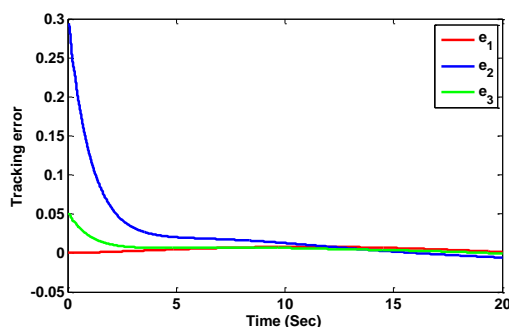


شکل ۱۲- سیگنال کنترلی (ولتاژ موتورها) در حضور اغتشاش خارجی (روش پیشنهادی)

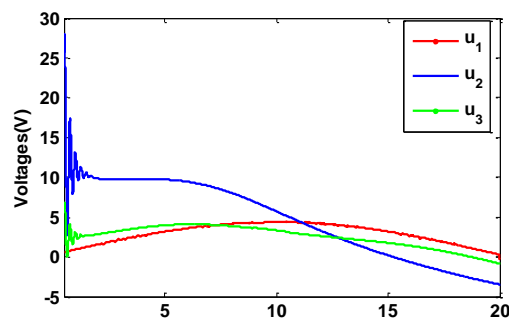
۶- نتیجه گیری

در این مقاله، کنترل کننده فازی نوع-۲ تطبیقی برای کنترل ربات های قابل انعطاف با استفاده از استراتژی کنترل ولتاژ ارائه شد. روش کنترلی پیشنهادی غیرمتمرکز بوده و به

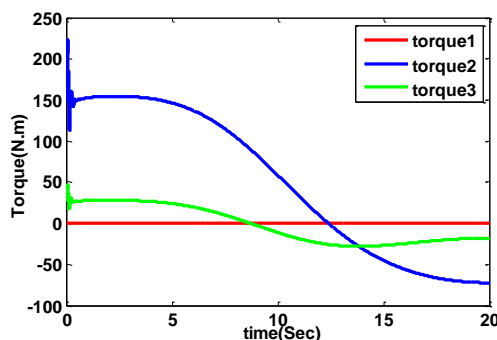
که بیانگر عملکرد صحیح کنترلی برای دفع اغتشاش خارجی است. علاوه بر این سیگنال کنترلی (ولتاژ اعمالی به موتورها) با استفاده از روش غیر خطی در شکل ۱۴ نشان داده شده است. با مقایسه شکل های ۱۰ تا ۱۴ واضح است که روش پیشنهادی مصرف توان کمتر و عملکرد بسیار مناسب تری نسبت به روش غیر خطی دارد.



شکل ۱۴- خطای ردگیری سیستم کنترل



شکل ۱۸- سیگنال کنترلی (ولتاژ موتورها) سیستم کنترل



شکل ۹- گشتاور اعمالی

جدول ۲- پارامترهای دینامیکی ربات

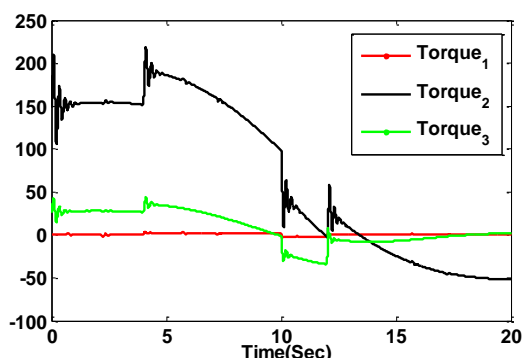
DH	x_i	y_i	z_i	m_i	I_{xxi}	I_{yyi}	I_{zzi}	I_{xyi}	I_{xzi}	I_{yzi}	محور
$d_1=0.28$	0	-0.22	0	19	0.34	0.36	0.31	0	0	0	۱
$a_2=0.76$	-0.51	0	0	18.18	0.18	1.32	1.31	0	0	0	۲
$a_3=0.93$	-0.67	0	0	10.99	0.07	0.92	0.93	0	0	0	۳

را در کنترل ربات هنرمند با انعطاف در مفاصل در حضور اغتشاش خارجی بخوبی نشان می‌دهد.

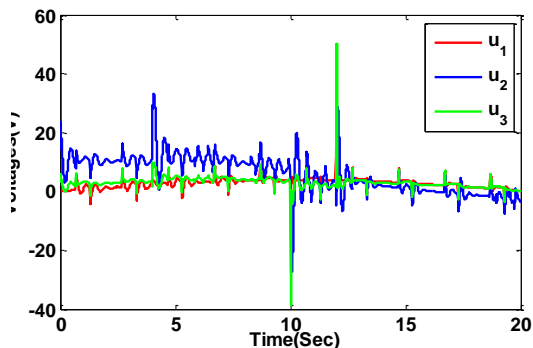
عیب کنترل فازی نوع-۲، محاسبات بیشتر نسبت به سیستم‌های فازی نوع اول است. البته این بهایی است که باید برای بهبود عملکرد سیستم در مواجهه با نویز و عدم قطعیت گسترده پرداخت شود. از سوی دیگر، اجرای عملی کنترل کننده فازی نوع-۲ نیازمند توجه بیشتر به هماهنگ بودن کنترل کننده با سرعت اجرای کار مورد نظر است. در این خصوص لازم است که در زمان واقعی کلیه محاسبات کنترلی در بازه زمانی پررود نمونه برداری به اتمام برسد. قابل توجه آنکه، همواره طراحی کنترل کننده حداقلی مطلوبتر است. بنابراین، در صورتی طراحی کنترل کننده فازی نوع ۲ مطرح می‌شود که کنترل کننده‌های مقاوم ساده‌تر به دلیل پیچیدگی سیستم ناشی از وجود عدم قطعیت گسترده، محاسبات گسترده مدل و بالا بودن مرتبه سیستم، عملکرد مناسبی از خود نشان ندهند.

مراجع

- [1] Fateh, MM (2012) Nonlinear control of electrical flexible-joint robots. *Nonlinear Dyn*,67(4):2549–2559. doi:10.1007/s11071-011-0167-3.
- [2] Zeman, V, Patel, RV Khorasani, K(1997)Control of a flexible-joint robot using neural networks. *IEEE Trans. Control Syst. Technol*, 5(4): 453–462. doi:10.1109/87.595927.
- [3] Wilson, GA (1994) Robust tracking of elastic joint manipulators using sliding mode control. *Trans. Inst. Meas. Control*,16(2):99–107. doi:10.1177/014233129401600206.
- [4] Fateh, MM (2011) Robust control of flexible-joint robots using voltage control strategy. *Nonlinear Dyn*,66(4):2539–2549, doi:10.1007/11071-011-0086-3.
- [5] Spong, MW (1987) Modeling and control of elastic joint robots. *J. Dyn. Syst. Meas. Control*,4(1): 310–319.



شکل ۱۳- گشتاور اعمالی در حضور اغتشاش خارجی (روش پیشنهادی)



شکل ۱۴- سیگنال کنترلی (ولتاژ موتور ها) در حضور اغتشاش خارجی (روش غیر خطی)

دینامیک ربات وابسته نیست. روش ارائه شده شامل دو حلقه است: در حلقه داخلی موقعیت موتور با استفاده از کنترل موقعیت زاویه‌ای مفصل ربات را با استفاده از یک کنترل کننده PID تطبیقی کنترل می‌نماید. با انتخاب یک سطح لغزش مناسب، ضرایب کنترل کننده PID با استفاده از روش گرادیان بروز می‌شوند. پایداری کنترل کننده پیشنهادی به روش تحلیلی ثابت شد و نتایج شبیه سازی کارایی این روش

- [12] Kasabov N, Song Q (2002) Dynamic evolving neural-fuzzy inference system and its application for time-series prediction, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, 10(2): 144–54.
- [13] Wu D, Tan WW (2004) A type-2 fuzzy logic controller for the liquid-level Process, *In Proc. FUZZ-IEEE*, 953–958.
- [14] Hagra H (2007) A new generation of fuzzy controller, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 5(3):12-17.
- [15] Hicham Ch, Wail Gu (2008) Type-2 fuzzy logic control of a flexible-joint manipulator, *J Intell Robot Syst*, 51(1):159–186.
- [16] Karnik NN, Mendel JM, Liang Q (1999) Type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Trans Fuzzy Syst*; 7:643–58.
- [17] Min Ch, Chyau H (2007) adaptive Control for flexible-joint electrically driven robot with time-varying uncertainties, *IEEE transactions on industrial electronics*, 5(2):1032–1038.
- [18] Wang LX (1996) A course in fuzzy systems and control. Prentice-Hall, New York.
- [19] Loannou PA, Sun J (2003) Robust adaptive control, 7th edn, Prentice Hall, New York.
- [6] Chen BS, Uang H, Tseng CS (1998) Robust tracking enhancement of robot systems including motor dynamics: A fuzzy-based dynamic game approach, *IEEE Trans. Fuzzy Syst. Nov.*, 6(1): 538–552.
- [7] Yongming Li, Shaocheng T, Tieshan Li (2013) Adaptive fuzzy output feedback control for a single-link flexible robot manipulator driven DC motor via backstepping, *Nonlinear Analysis: Real World Applications*, 14(4): 483–494.
- [8] Heidar A, Malki, Dave M, Denny F, Guanrong C (1997) Fuzzy PID control of a flexible-joint robot arm with uncertainties from time-varying loads, *IEEE transactions on control systems technology*, 5(2):371–378.
- [9] Jerry M, Robert I (2002) Type-2 fuzzy sets made simple, *IEEE transactions on fuzzy systems*, 10(1):117–127.
- [10] Lam H, Seneviratne L (2008) Stability analysis of interval type-2 fuzzy-model based control systems, *IEEE Transactions on Systems and Cybernetics*, 6(1): 617–628.
- [11] Lin T (2010) Based on interval type-2 fuzzy-neural network direct adaptive sliding mode control for SISO nonlinear systems, *Commun Nonlinear Sci Numer Simulat*, 15(3): 4084–4099.