

طراحی یک کنترل فازی در سطح ناظر برای تنظیم ضرائب PID و کاربرد آن در کنترل پیروی مسیر ربات

امیر لطف‌آور^۱، سیدعلی اکبر صفوی^۲، محمد اقتصاد^۳

دانشکده مهندسی، بخش مهندسی برق و الکترونیک و

بخش مهندسی مکانیک دانشگاه شیراز

lotfavar@shirazu.ac.ir

چکیده

در این مقاله، طراحی یک کنترل فازی در سطح ناظر برای تنظیم ضرائب کنترلر PID در کنترل پیروی مسیر ربات به انجام رسیده است. این طراحی بر اساس روش MAMDANI برای یک ربات سه درجه آزادی در سطح ورودی گشتاور صورت گرفته و سپس بر یک ربات پنج درجه آزادی با مفاصل دورانی که دینامیک بازوهای آن و نیز دینامیک محرک‌های آن (موتورهای جریان مستقیم) در نظر گرفته شده‌اند و در سطح ورودی ولتاژ اعمال گردیده است. نتایج شبیه‌سازی کارایی روش پیشنهاد شده را بخوبی نشان می‌دهد.

واژه‌های کلیدی: کنترل فازی - کنترل ناظر - کنترل ربات - دینامیک محرک - ربات سه درجه آزادی - ربات پنج درجه آزادی

مقدمه

یکی از مهمترین مسائل در علم رباتیک، کنترل ربات برای پیروی مسیر مطلوب است. امروزه بسیاری از ربات‌های صنعتی، به یک کنترلر PID بدلیل سادگی در ساختار و راحتی تنظیم، مجهز شده‌اند. استفاده از کنترلر PID برای دستیابی به یک پیروی مسیر مطلوب بدلیل کوپل بودن شدید معادلات دینامیکی و غیرخطی‌گری‌ها، بسیار سخت است. به منظور کنترل ربات برای پیروی مسیر مطلوب با دقت بالا، کنترلر آن باید به خوبی در برابر تغییرات پارامترهای دینامیکی نامعین در طول حرکت ربات، مقاوم باشد.

کارایی هر کنترلر PID بستگی به پارامترهای مشخص سیستم دارد. اگر یکی از این پارامترها تغییر کند، نیاز است تا بهره‌های کنترلر به میزان مناسب دوباره تنظیم شوند. در ربات‌های تجاری حد وسط در فضای کار ربات را در نظر می‌گیرند و برای حالت میرایی بحرانی آن طراحی می‌کنند. البته بدیهی است که در محدوده‌های دیگر، طراحی یا زیرمیرا و یا فوق میرا خواهد بود که چندان مطلوب نیست [۱].

۱- دانشجوی دکتری مهندسی مکانیک

۲- استادیار مهندسی برق، safavi@shirazu.ac.ir

۳- استادیار مهندسی مکانیک، eghtesad@shirazu.ac.ir

روش‌های متفاوت دیگری نیز برای کنترل ربات‌ها پیشنهاد شده‌اند. روش گشتاور محاسبه شده که از مدل غیرخطی درجه دوم ربات استفاده می‌کند یکی از موفق‌ترین تمهیدات است. اما در عمل وقتی که عدم قطعیت وجود داشته باشد یا پارامترهای ربات با زمان تغییر کنند، روش فوق چندان خوب نیست، زیرا دارای پیروی مسیر ضعیف و خطای حالت دائم است و اگر جمله انتگرال‌گیر را به آن بیافزاییم تا خطای حالت دائم را حذف کند، باعث ناپایداری و سرعت پاسخ ضعیف می‌شود [۲]. در طی ۲۵ سال اخیر، کنترلرهای با منطق فازی بعنوان کنترلرهای بسیار مناسب در حضور غیرخطی‌گری‌ها و حتی حضور عدم قطعیت در ساختار سیستم، گزارش شده‌اند [۳]. منطق فازی یک روش مقاوم برای اعمال کنترل پسخور است. این روش بر اساس یکسری قواعد هوشمند، مشخص می‌کند که چه مقدار گشتاور یا نیرو بر اساس میزان شرایط ورودی باید بر مفاصل اعمال شود. در بسیاری از مراجع [۱-۱۱] کنترل فازی بعنوان یک ابزار قدرتمند برای الگوریتم تنظیم بهره کنترل بر اساس روش‌های مرسوم، دیده شده است.

در طی ۲۵ سال اخیر، کنترلرهای با منطق فازی بعنوان کنترلرهای بسیار مناسب در حضور غیرخطی‌گری‌ها و حتی حضور عدم قطعیت در ساختار سیستم، گزارش شده‌اند [۳]. منطق فازی یک روش مقاوم برای اعمال کنترل پسخور است. این روش بر اساس یکسری قواعد هوشمند، مشخص می‌کند که چه مقدار گشتاور یا نیرو بر اساس میزان شرایط ورودی باید بر مفاصل اعمال شود. در بسیاری از مراجع [۱-۱۱] کنترل فازی بعنوان یک ابزار قدرتمند برای الگوریتم تنظیم بهره کنترل بر اساس روش‌های مرسوم، دیده شده است.

در سال ۱۹۹۰ ترافستاس و پاپانی‌کولوپولس [۴] یک روش تنظیم کلاسیک برای محاسبه مقادیر اسمی بهره‌های کنترل PID ارائه دادند. سپس آنها با استفاده از یک ماتریس اختصاصی فازی بهره‌ها را بهبود بخشیدند. آنها روش خود را با روش‌های مرسوم زیگلر نیکولز و کالمن مقایسه کردند و مشاهده نمودند که رفتار حالت گذرا و دائم سیستم حلقه بسته بهبود یافته است. پاسینو [۵] در سال ۱۹۹۵ یک ترکیب از کنترل هوشمند در سطح کنترلر نظارتی در شکل قواعد فازی برای تنظیم دوباره بهره‌های PID را ارائه داد که کاربرد فراوانی در صنعت پیدا کرد. لی و همکارانش [۶ و ۷] در سال‌های ۱۹۹۳ و ۱۹۹۷ یک کنترلر فازی دوگان برای یک ربات پیشنهاد دادند. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که کنترل مذکور دارای کارایی خوبی در حضور اصطکاک مفاصل و تغییرات پارامترهای اینرسی است. در سال ۱۹۹۸ بکیت و همکارانش [۸] با الهام از تنظیم‌گر PID فازی کنترل دمای شرکت الکترونیکی عمران [۸] یک روش ساده برای تنظیم بهره‌های k_p, k_d, k_i و بهبود کارایی کنترل‌های مرسوم PID ارائه دادند. کارایی روش آنها بوسیله شبیه‌سازی کامپیوتری برای یک ربات دو درجه آزادی صفحه‌ای نشان داده شد. در سال ۱۹۹۸ توسط لی [۹] یک کنترلر دوگان Fuzzy P+ID و تحلیل شرایط پایداری آن ارائه شد. این کنترلر با استفاده از یک منطق فازی افزایشی بجای جمله تناسبی و کنترلر PID مرسوم ساخته شده بود. این کنترلر مزایای یک فازی کنترلر و کنترلر مرسوم را ترکیب نموده بود. جمله تناسبی فازی نقش مهمی را در بهبود فراجش و زمان برخاست بازی می‌کرد، جمله انتگرالی مرسوم نیز خطای حالت دائم را کاهش می‌نمود و جمله مشتق‌گیر مرسوم نیز برای صافی (flatness) پاسخ پله را تعیین می‌نمود. لی شبیه‌سازی را برای پاسخ زمانی کنترلر پله، شیب و سینوسی انجام داد و قابلیت تاثیر روش خود را در مقایسه با کنترلر مرسوم PID نشان داد. در مقایسه با روش‌های کنترل موجود فازی [۶، ۷] این کنترلر تنها یک پارامتر اضافی برای تنظیم نسبت به کنترلر PID مرسوم اصلی داشت که در نتیجه برای طراحی آسان می‌نمود. لی و همکارانش [۳] در سال ۲۰۰۱ نیز یک روش جدید با تمهید دوگان شامل کنترل تناسبی فازی و کنترل مشتقی انتگرالی مرسوم ارائه دادند. آنها روش خود را برای یک ربات دو درجه آزادی که دارای محرک مستقیم بود، بکار بستند. روش آنها در برابر تغییرات پارامترهای دینامیکی رفتار به نسبت مقاومی را از خود به نمایش گذاشت.

نیاز به افزایش دقت در فرآیندهای صنعتی همزمان با پیشرفت تکنولوژی، باعث شده تا کاربرد علم کنترل با توجه به غنای تئوریک و تواناییهای عملی آن در کنترل بازوهای مکانیکی و به تبع آن دقت کنترلرها نسبت به سادگی آنها، روز به روز اهمیت بیشتری پیدا کند. به طوری که اکنون طراحان با بالا بردن دقت مدل و پیچیده‌تر شدن کنترلر، سعی در بهبود عملکرد رباتها دارند. در سالهای اخیر، مسأله کنترل حرکت بازوهای مکانیکی با در نظر گرفتن دینامیک محرکهای الکتریکی، به خصوص در سرعت‌های بالا و بارهای متغیر، توجه بسیاری از محققین علم رباتیک را به خود جلب کرده است. تحقیقاتی که در

آنها کنترلرها به منظور خنثی کردن عدم قطعیت‌های موجود در بازو و محرکها طراحی می‌شوند، شامل روشهای کنترل تطبیقی [۳ و ۱۰]، کنترل مقاوم [۱۱ و ۱۰]، کنترل تطبیقی-مقاوم [۴] و کنترل گام بعقب [۵] می‌باشند. در این مقاله حل این مساله با استفاده از روش کنترل فازی + PID بررسی خواهد گردید.

معادلات دینامیک ربات و محرکهای الکتریکی و دینامیک مرتبه سوم ربات

یک بازوی رباتیک n درجه آزادی، به طور کلی دارای مدل دینامیک مرتبه دو به صورت زیر است [۱۲]:

$$\tau = M(q).\ddot{q} + C(q, \dot{q}).\dot{q} + g(q) \quad (1)$$

که در آن، q : بردار $n \times 1$ موقعیت‌های عمومی مفاصل ربات، $M(q)$: ماتریس $n \times n$ مثبت معین اینرسی بازوها، موتورها و چرخنده‌ها، $C(q, \dot{q})$: ماتریس $n \times n$ نیروهای کریولیس و جانب به مرکز، $g(q)$: بردار $n \times 1$ نیروها و گشتاورهای ناشی از گرانش زمین.

دینامیک موتورهای DC که به عنوان محرک ربات در نظر گرفته شدند نیز به صورت دینامیک مرتبه یک زیر قابل بیان است:

$$L.\dot{I} + R.I + K_e.\dot{\theta} = v \quad (2)$$

که در آن، L : ماتریس ثابت $n \times n$ قطری مثبت معین اندوکتانس الکتریکی موتورها، I : بردار $n \times 1$ جریان آرمیچرها، R : ماتریس ثابت $n \times n$ قطری مثبت معین مقاومت الکتریکی موتورها، θ : بردار $n \times 1$ موقعیت زاویه‌ای روتورها، v : بردار $n \times 1$ ولتاژ ورودی آرمیچرها می‌باشند.

رابطه موقعیت زاویه‌ای روتورها و مختصات مفاصل در فضای عمومی را می‌توان به کمک رابطه $\theta = A.q$ بیان می‌شود که در آن A ماتریس ثابت $n \times n$ قطری مثبت معین نسبت چرخنده‌ها (gear ratios) می‌باشد. $\tau = A.K_T.I$ نیز رابطه بین جریان آرمیچر و گشتاور ورودی مفاصل را نشان می‌دهد که در آن K_T ماتریس ثابت $n \times n$ قطری مثبت معین ضریب گشتاور موتورهاست. با ترکیب روابط فوق و حذف τ در آنها و سپس مشتق‌گیری از رابطه به دست آمده و ترکیب آن با هم، دینامیک مرتبه سوم ربات و محرکها به صورت زیر به دست می‌آید:

$$H(q).\ddot{q} + B(q, \dot{q}).\dot{q} + C'(q, \dot{q}, \ddot{q}).\dot{q} + D(q, \dot{q}, \ddot{q}) = v \quad (3)$$

که در آن،

$$C'(q, \dot{q}, \ddot{q}) = L.K_T^{-1}.A^{-1}.\dot{C}(q, \dot{q}, \ddot{q}) + R.K_T^{-1}.A^{-1}.C(q, \dot{q}) + K_e.A.D(q, \dot{q}, \ddot{q}) = L.K_T^{-1}.A^{-1}.\dot{g}(q, \dot{q}) + R.K_T^{-1}.A^{-1}.g(q)$$

$$H(q) = L.K_T^{-1}.A^{-1}.M(q), B(q, \dot{q}) = L.K_T^{-1}.A^{-1}.(M + C(q, \dot{q})) + R.K_T^{-1}.A^{-1}.M$$

$H(q)$ یک ماتریس مثبت معین است.

طراحی سیستم کنترل فازی

در سیستم‌های کنترل فازی معمولی، کل سیستم کنترل از یک سیستم دینامیکی و کنترل کننده فازی متصل به آن تشکیل شده است که بصورت تک حلقه‌ای و تک سطحی است. برای سیستم‌های عملی پیچیده، سیستم‌های کنترل تک حلقه-ای قادر نخواهند بود تا به طور موثر موضوع کنترل را حل نمایند و لذا یک ساختار کنترلی چند سطحی می‌تواند بسیار سودمند باشد. معمولاً کنترل کننده‌های سطح پایین، کنترل مستقیم و سریعی را انجام می‌دهند و کنترل کننده‌های سطح بالاتر، با سرعت پایین تری عملیات نظارت به سیستم را به انجام می‌رسانند. اولین انتخاب برای کنترل کننده چند سطحی، کنترل دو سطحی است. مزیت اصلی کنترل دو سطحی در این می‌باشد که می‌توان کنترل کننده‌های متفاوتی را طراحی نمود و به منظور دستیابی به هدف‌های مختلف بکار گرفت. بدین ترتیب هم کنترل کننده ساده‌تر بوده و هم راندمان در کل بهبود خواهد یافت [۱۳].

در این مقاله ما از ساختار کنترل دو سطحی استفاده می‌نماییم، بطوریکه اولین سطح شامل یک کنترل کننده متعارف بوده و سطح دوم شامل یک سیستم فازی باشد که اعمال نظارتی را به انجام می‌رساند. در این صورت می‌توان حالت خاصی را

در نظر گرفت که اولین سطح یک کنترل‌کننده PID و دومین سطح، سیستم فازی باشد، بطوریکه پارامترهای PID مطابق با قواعد هیوربستیک مشخص توسط سیستم فازی تنظیم گردد.

کنترل PID با توجه به ساختار ساده و عملکرد مقاوم، بعنوان یکی از عمومی‌ترین کنترل‌کننده‌ها در فرآیندهای کنترل صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرد. تابع انتقال یک کنترل‌کننده PID بدین شکل می‌باشد:

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s \quad (4)$$

که k_d, k_i, k_p به ترتیب بهره‌های تناسبی، انتگرال و مشتق نامیده می‌شوند. ساختار معادل دیگری از کنترل‌کننده PID عبارتست از:

$$u(t) = k_p \cdot \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + T_d \cdot \dot{e}(t) \right) \quad (5)$$

که $T_d = k_d/k_p$ و $T_i = k_i/k_p$ به ترتیب ثابت‌های زمانی مشتق و انتگرال نامیده می‌شوند. موفقیت کنترل‌کننده PID بستگی به یک انتخاب مناسب از بهره‌های PID دارد. انتخاب بهره‌های PID که قادر باشند تا راندمان بهینه‌ای را برای آن فراهم نمایند، کار ساده‌ای محسوب نمی‌شود. در عمل، بهره‌های PID معمولاً با استفاده از تجربه اشخاص خبره و بر پایه تعدادی "قواعد کلی" استخراج می‌گردند. در این مقاله، یک مجموعه از قواعد (قواعد اگر-آنگاه فازی) را برای تعیین بهره‌های PID بوسیله تحلیل پاسخ یک سیستم نوعی مشخص خواهیم نمود و سپس این قواعد را با یک سیستم فازی ترکیب می‌کنیم تا در جهت تنظیم بهره‌های PID بصورت برخط بکار گرفته شود. در این راه از روش‌های پیشنهاد شده توسط زائو، تومیزوکا و ایساکا استفاده خواهیم نمود [۱۴].

فرض کنید که بتوانیم محدوده‌های $[k_{p \min}, k_{p \max}] \subset R$ و $[k_{d \min}, k_{d \max}] \subset R$ را چنان تعیین نمائیم که بهره تناسبی $k_p \in [k_{p \min}, k_{p \max}]$ و بهره مشتق $k_d \in [k_{d \min}, k_{d \max}]$ باشد. به منظور ساده‌سازی، k_p و k_d را به محدوده بین صفر و یک، بوسیله تبدیل خطی زیر نرمالیزه می‌نمائیم.

$$k'_p = \frac{k_p - k_{p \min}}{k_{p \max} - k_{p \min}} \quad k'_d = \frac{k_d - k_{d \min}}{k_{d \max} - k_{d \min}} \quad (6)$$

فرض کنید که ثابت زمانی انتگرال نسبت به ثابت زمانی مشتق و بوسیله رابطه

$$T_i = \alpha \cdot T_d \quad (7)$$

تعیین گردد، که با توجه به آن رابطه

$$k_i = \frac{k_p}{\alpha \cdot T_d} = \frac{k_p^2}{\alpha \cdot k_d} \quad (8)$$

بدست می‌آید و لذا پارامترهایی هستند که بوسیله سیستم فازی تعیین می‌گردند. اگر ما بتوانیم این پارامترها را تعیین نمائیم، در آن صورت بهره‌های PID می‌توانند از روابط (۶) و (۸) بدست آیند. فرض کنید که ورودی‌های سیستم فازی $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ باشند، بطوریکه سیستم فازی تعیین‌کننده پارامترها، از سه سیستم فازی دو ورودی یک خروجی تشکیل شده باشد. اینک ما قواعد اگر-آنگاه فازی را استنتاج می‌کنیم، که این سیستم‌های فازی را تشکیل دهد. فرض کنید که قواعد اگر-آنگاه فازی به شکل زیر باشند.

$$\text{اگر } e(t), A^L \text{ و } \dot{e}(t), B^L \text{ است آنگاه } K'_p, C^L \text{ است، } K'_d, D^L \text{ است و } \alpha, E^L \text{ است.} \quad (9)$$

که A^L, B^L, C^L, D^L, E^L مجموعه‌های فازی بوده و $L = 1, 2, \dots, M$ می‌باشند. فرض کنید که دامنه مورد نظر برای $e(t)$ و $\dot{e}(t)$ به ترتیب $[e_M^-, e_M^+]$ و $[e_{Md}^-, e_{Md}^+]$ باشد و ما هفت مجموعه فازی همانند شکل ۱ چنان تعریف کنیم که دامنه مورد نظر را بپوشاند. بنابراین یک پایگاه قواعد فازی کامل از ۴۹ قاعده تشکیل می‌گردد. برای ساده‌سازی فرض کنید که C^L و

D^L هر کدام مجموعه‌های فازی "بزرگ" یا مجموعه فازی "کوچک" هستند که توابع تعلق آنها در شکل ۲ نشان داده شده است. در نهایت فرض کنید که E^L می‌تواند چهار مجموعه فازی نشان داده شده در شکل ۳ باشد. حال آماده خواهیم بود تا قواعد را استخراج نمائیم.

در اینجا ما قواعد را بطور تجربی و بر پایه پاسخ پله فرآیند نوعی بدست می‌آوریم. شکل ۴ مثالی از یک پاسخ زمانی نوعی را نشان می‌دهد. در آغاز، یعنی در حوالی a_1 ، یک سیگنال کنترل بزرگ برای دسترسی به یک زمان صعود سریع مورد نیاز می‌باشد. برای ایجاد یک سیگنال کنترل بزرگ، ما به یک بهره تناسبی k'_p بزرگ، یک بهره مشتق k'_d کوچک و یک بهره انتگرالی بزرگ نیاز داریم. از رابطه ۸ مشاهده می‌گردد که برای k_p و k_d ثابت، بهره انتگرالی یا معکوس α متناسب می‌باشد و بنابر این یک بهره انتگرالی بزرگ‌تر به مفهوم α کوچک‌تر خواهد بود. در نتیجه، قواعد حول a_1 عبارتست از:

$$(10) \quad \text{اگر } e(t), PB \text{ و } \dot{e}(t), ZO \text{ است آنگاه } k'_p \text{ بزرگ، } k'_d \text{ کوچک و } \alpha, S \text{ است.}$$

که توابع تعلق برای مجموعه‌های فازی PB ، ZO ، بزرگ، کوچک و S در شکل‌های ۱ تا ۳ نمایش داده شده‌اند. حول نقطه b_1 در شکل ۴ ما یک سیگنال کنترل کوچک انتظار خواهیم داشت، تا از جهش زیاد احتراز شود. بنابراین ما احتیاج به یک بهره تناسبی کوچک، یک بهره مشتق بزرگ و یک بهره انتگرال کوچک خواهیم داشت. در نتیجه قاعده زیر بدست می‌آید.

$$(11) \quad \text{اگر } e(t), ZO \text{ و } \dot{e}(t), NB \text{ است آنگاه } k'_p \text{ کوچک، } k'_d \text{ بزرگ و } \alpha, B \text{ است.}$$

رفتار کنترل حول نقاط c_1 و d_1 بترتیب مشابه با نقاط a_1 و b_1 می‌باشد. با استفاده از این نوع ایده، ما قادر خواهیم بود که سه مجموعه از قواعد را برای k'_p ، k'_d و α تعیین نمائیم، بطوریکه هر مجموعه حاوی ۴۹ قاعده باشد. این سه مجموعه از قواعد به ترتیب در جداول ۱ تا ۳ نشان داده شده‌اند که براین اساس سطوح قواعد نیز مطابق شکل‌های ۵ تا ۷ حاصل می‌آیند.

جدول ۱: قواعد فازی برای تنظیم k'_p								
		$\dot{e}(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	B	B	B	B	B	B	B
	NM	S	B	B	B	B	B	S
	NS	S	S	B	B	B	S	S
	ZO	S	S	S	B	S	S	S
	PS	S	S	B	B	B	S	S
	PM	S	B	B	B	B	B	S
	PB	B	B	B	B	B	B	B

جدول ۲: قواعد فازی برای تنظیم k'_d								
		$\dot{e}(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	S	S	S	S	S	S	S
	NM	B	B	S	S	S	B	B
	NS	B	B	B	S	B	B	B
	ZO	B	B	B	B	B	B	B
	PS	B	B	B	S	B	B	B
	PM	B	B	S	S	S	B	B
	PB	S	S	S	S	S	S	S

جدول ۳: قواعد فازی برای تنظیم α								
		$\dot{e}(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	S	S	S	S	S	S	S
	NM	MS	MS	S	S	S	MS	MS
	NS	M	MS	MS	S	MS	MS	M
	ZO	B	M	MS	MS	MS	M	B
	PS	M	MS	MS	S	MS	MS	M
	PM	MS	MS	S	S	S	MS	MS
	PB	S	S	S	S	S	S	S

با توجه به کنترل طراحی شده بالا برای هموار بودن تغییرات برای خروجی سیستم فازی در قسمت توابع عضویت برای k'_p ، k'_d بجای دو مجموعه "بزرگ" و "کوچک" فرض کردیم مجموعه سومی هم بصورت "متوسط" وجود دارد (شکل ۸). با توجه به این تغییر، قواعد فازی نیز بصورت جداول ۴ و ۵ پیشنهاد شدند و سطوح قواعدی نظیر اشکال ۹ و ۱۰ بدست آمد.

جدول ۴: قواعد فازی برای تنظیم k'_p								
		$\dot{e}(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	M	B	B	B	B	B	M
	NM	M	M	B	B	B	M	M
	NS	S	M	B	B	B	M	S
	ZO	S	S	M	B	M	S	S
	PS	S	M	B	B	B	M	S
	PM	M	M	B	B	B	M	M
	PB	M	B	B	B	B	B	M

جدول ۵: قواعد فازی برای تنظیم k'_d								
		$\dot{e}(t)$						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$e(t)$	NB	M	S	S	S	S	S	M
	NM	B	M	S	S	S	M	B
	NS	B	B	M	S	M	B	B
	ZO	B	B	B	M	B	B	B
	PS	B	B	M	S	M	B	B
	PM	B	M	S	S	S	M	B
	PB	M	S	S	S	S	S	M

شبیه‌سازی کنترل بر اساس منطق فازی

در بخش قبل روش کنترل فازی را برای تنظیم بهره‌های کنترل مرسوم PID شرح دادیم. اکنون می‌خواهیم روش گفته شده را برای یک ربات سه درجه آزادی فضایی بدون در نظر گرفتن دینامیک موتورهای آن بکار ببریم (شکل ۱۱). شبیه‌سازی‌ها در ۲۲ حالت انجام گرفته است که در هر مرحله سعی شده است تاثیر انواع توابع اختیار شده برای ورودی‌ها و خروجی‌ها (شکل‌های ۱۳ تا ۲۳)، روش‌های AND، Implication، Defuzzification، حد بیشینه و کمینه برای بهره‌های کنترلر و محدوده اختیار شده برای خطای مفاصل و نرخ خطا بر عملکرد سیستم حلقه بسته مورد مطالعه قرار گیرد. جدول ۶ بصورت خلاصه نوع انتخاب‌ها را نشان می‌دهد. در انتها بهترین روش را برای یک ربات فضایی پنج درجه آزادی (شکل ۱۲) با مفاصل دورانی بکار می‌بریم که ماتریس‌های اینرسی، جرم‌ها، بردارهای موقعیت مرکز ثقل بازوها نسبت به مبدا چهارچوب متناظر و نیز مشخصات موتورهای این ربات به طور کامل منظور شده‌اند و نتایج را مشاهده می‌کنیم.

برای خطای مفاصل محدوده $[-3, +3]$ و نرخ خطا محدوده $[-5, +5]$ را انتخاب نمودیم. سیستم‌های فازی همگی از نوع MAMDANI اختیار شدند. در برخی از شبیه‌سازی‌ها با ضرب خطا، نرخ خطا و انتگرال خطا در یک ثابت، این مقادیر را اسکیل نمودیم. این عمل مانند آن است که محدوده‌های فوق را به نسب این ضرایب بسط داده باشیم (جدول ۶).

جدول (۶): مشخصات پارامترهای سیستم‌های فازی در مراحل مختلف شبیه‌سازی

File Name	Membership		AND	Implication	Defuzzification	K _f e			K _p		T _d	
	Input	Output				K _e	K _e	K _e	max	min	max	min
1	Fig13,14	Fig 17,22	min	min	centroid				3000	1	20	0.01
2									300			
3										10		
4											50	
5									30		20	
6											10	
7												0.001
8			prod									
9									300			
10				prod								
11					bisector							
12					mom							
13					lom							
14					som							
15	Fig15,16		min	min	centrod							
16		Fig18,23										
17		Fig 21,23										
18	Fig13,14	Fig19,23										
19						5	10	10	10	20	20	
20	Fig15,16	Fig20,23										
21						5	50	10	10	100	20	
22		Fig 10 , 6	prod									
23			min									

نتایج شبیه‌سازی‌ها

در حالت اول مطابق شکل ۲۴، رفتار حالت گذرا و خطای حالت دائم مقدار زیادی دارند و میزان دستور گشتاور نیز مقدار زیادی را طلب می‌کند. در دومین مرحله مطابق جدول مقدار بیشینه برای بهره تناسبی کاهش داده شد که منجر به کاهش خطای حالت دائم گردید ضمن آنکه میزان دستور کنترل هم به حد قابل قبولی رسید (شکل ۲۵). اما همچنان رفتار حالت گذرا چندان مطلوب نیست. در مرحله سوم حد پایین بهره تناسبی را مطابق جدول افزایش دادیم. در مقایسه با نتایج مرحله قبل، نتایج این مرحله تغییر چندانی نداشت. در مرحله چهارم حد بیشینه ثابت زمانی مشتق بیشتر شد و دیده شد با این تغییر رفتار سیستم حلقه بسته بدتر و ضعیف‌تر شد. با توجه به تضعیف عملکرد سیستم در مرحله قبل میزان حد بالای ثابت

زمانی مشتتگی را کاهش دادیم. همچنین حد بالای بهره تناسبی را نیز کم کردیم. این تغییر گرچه باعث کاهش خطای حالت دائم می‌شود اما با نوسانی کردن رفتار حالت گذرا عملکرد ضعیف سیستم حلقه بسته را باعث شد، (شکل ۲۶).

در مرحله ششم حد بالای ثابت زمانی باز هم کاهش داده شد. خروجی‌ها در این مرحله نسبت به حالت قبل رفتار بهتری را نشان دادند. اما همچنان رفتار مطلوب نبود. در مرحله هفتم حد پایین ثابت زمانی مشتق را کاهش دادیم. نتایج تغییر چندان را در عملکرد سیستم حلقه بسته نشان نداد. در مرحله بعد بهره‌ها مانند حالت قبل در نظر گرفته شد اما از نوع AND، Product استفاده شد. این تغییر نیز، چندان بر خروجی سیستم حلقه بسته موثر نبود. در قسمت نهم در مقایسه با قسمت قبل بهره تناسبی افزایش داده شد. با این تغییر مطابق شکل ۲۷ دیده می‌شود که رفتار سیستم بسیار بهتر شد. تغییرات در مراحل دهم تا چهاردهم چندان بهبودی در نتایج حاصل نشد.

برای مرحله پانزدهم، با توجه به اینکه تغییرات چندان نتایج مثبتی نداشت، مطابق جدول ۶ یکسری تغییرات کلی در سیستم فازی داده شد. با این تغییرات خروجی‌های سیستم حلقه بسته مطابق شکل ۲۸ بهتر شد و خطای حالت گذرای آن در فاصله زمانی ۳۰ تا ۴۰ ثانیه کمتر شد. تغییرات در مرحله شانزدهم باعث تضعیف رفتار سیستم حلقه بسته گردید. لذا در مرحله هفدهم بجای آنکه از دو مجموعه "بزرگ" و "کوچک" استفاده شود، مجموعه سوم "متوسط" نیز برای توابع عضویت k'_d, k'_p در نظر گرفته شد. با این تغییر در سیستم فازی ناظر عملکرد سیستم حلقه بسته به میزان زیادی بهبود پیدا نمود (شکل ۲۹).

برای مرحله هجدهم، به پیشنهاد وکیلی و همکارانش [۱۵] نوع توابع عضویت برای ورودی‌های سیستم فازی مانند قبل بصورت مثلثی اختیار شدند همچنین خروجی‌های سیستم فازی، یعنی k'_d, k'_p با توجه به همین پیشنهاد بصورت شکل ۱۹ اختیار شدند. در این حالت از همان دو مجموعه "بزرگ" و "کوچک" استفاده شد. نتایج نسبت به حالت قبل رفتار ضعیف‌تری را نشان داد. در قسمت نوزدهم ورودی خطا مقیاس شد. این تصمیم با توجه به زیاد بودن نسی خطا در حدود ۴۰ ثانیه اول گرفته شد. عملاً با این تغییرات مانند آن است که محدوده محور افقی را در تابع عضویت خطا بسط داده باشیم. با توجه به خروجی‌ها (شکل ۳۰) در حالیکه دستور کنترل تقریباً ثابت ماند، اما میزان خطا به مقدار قابل توجهی کاهش پیدا کرد. در مرحله بیستم بجای استفاده از توابع عضویت مثلثی توابع عضویت بصورت گوسین اختیار شدند. نتایج این مرحله نشان داد در حالیکه دستور کنترل قابل قبول است، میزان خطا کاهش پیدا کرده و عملکرد سیستم حلقه بسته رو به بهبود است. در مرحله بعد باز هم خطا را مقیاس نموده و از همان سیستم کنترل فازی قبل استفاده شد. مطابق شکل ۳۱ دیده می‌شود که تغییرات به میزان قابل توجهی باعث بهبود عملکرد سیستم حلقه بسته و کاهش خطا شده است. در آخرین مرحله نسبت به حالت قبل از Product Implication استفاده شد. که براساس شکل ۳۲ نتایج بسیار قابل قبول است. بدین ترتیب یک کنترل فازی ناظر را برای کنترل مسیر یک ربات سه درجه آزادی طراحی نماییم. کنترل نهایی در مقایسه با حالات قبلی دارای عملکرد بهتری بوده و خطای آن در حالت گذرا و دائم در حد قابل قبولی است.

بعد از آنکه در حالت ربات سه درجه آزادی آخرین سیستم فازی دارای عملکرد خوبی بود، برای اطمینان از کارایی، برای یک ربات پنج درجه آزادی بکار برده شد. در این شبیه‌سازی دینامیک محرک ربات نیز لحاظ گردید. بدین معنی که برخلاف حالات قبل، اینبار می‌بایست کنترل در سطح ولتاژ صورت گیرد.

مسیر مطلوب در فضای مفاصل تعریف شده است. مقصود از طرح این مسیر آن بوده است که بتوان اثر حرکت همه بازوها را با هم و به صورت جداگانه مشاهده نمود، لذا مسیر به گونه‌ای انتخاب شده است که بازوها در قسمت اول با هم شروع به حرکت نمایند، ولی در قسمت دوم جداگانه مسیر را طی کنند. همچنین در این مسیر ترکیبات مختلفی مانند بخش سرعت ثابت و بخش شتابدار لحاظ شده است.

سیستم حلقه بسته برای این حالت دارای یک زیرمجموعه بود که خود آن نیز دارای پنج زیرمجموعه فازی بوده و هرکدام میزان ولتاژ لازم را محاسبه می‌کنند. حد بیشینه و کمینه بهره‌های استفاده شده در این شبیه‌سازی بصورت $Kp_{max} = 250, Kp_{min} = 50, TD_{max} = 200, TD_{min} = 0,001$ اختیار شدند. خروجی برنامه نیز در شکل ۳۳ ارائه گردیده

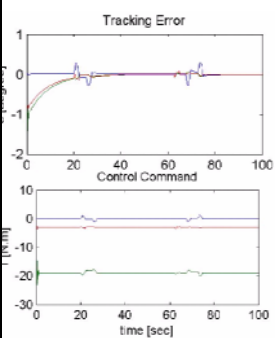
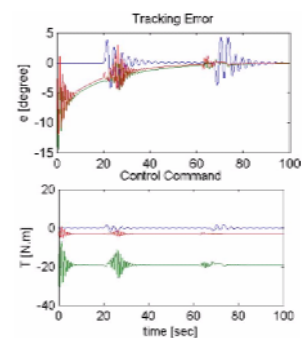
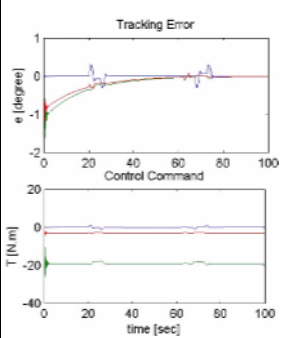
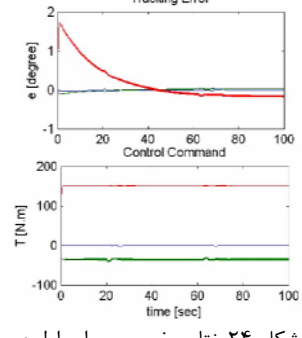
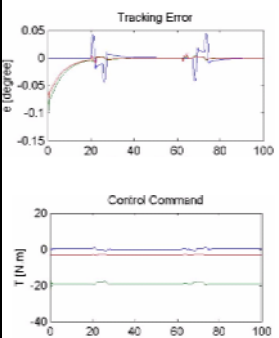
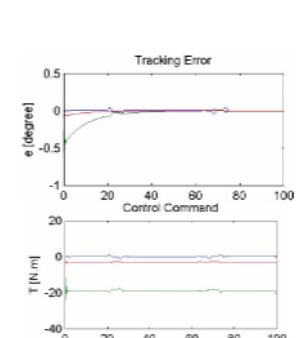
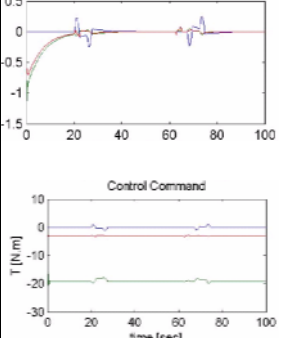
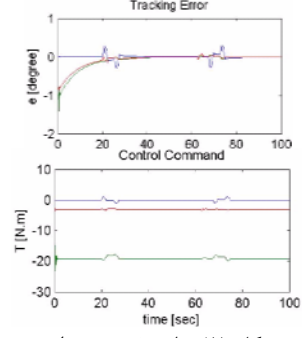
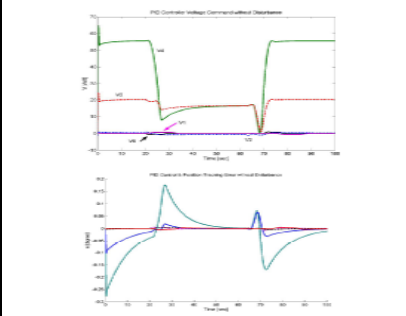
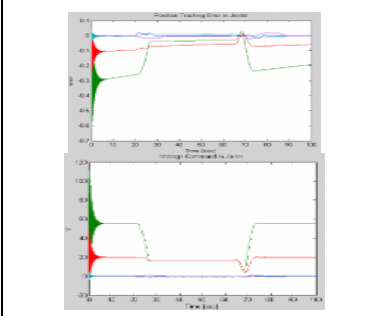
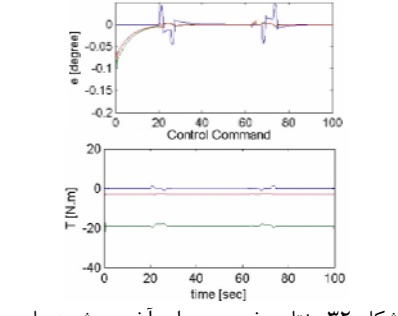
است که در مقایسه با نتایج حالتی که از کنترل PID مرسوم استفاده می‌شد (شکل ۳۴)، دیده می‌شود پیروی از مسیر مطلوب بسیار بهتر انجام شده است و دستور کنترل نیز در حد قابل قبولی است.

نتیجه‌گیری

با توجه به نتایج بدست آمده، قابلیت روش فازی در سطح ناظر برای تعیین ضرایب PID نشان داده شده است. بدین ترتیب بدون نیاز به معادلات دینامیکی ربات و پسخور آن و حتی عدم اطلاع از پارامترها یا عدم قطعیت آنها برای دو ربات سه درجه آزادی و پنج درجه آزادی در سطح ورودی گشتاور و نیز در سطحی که دینامیک موتور لحاظ شود (سطح ورودی ولتاژ) سیستم فازی طراحی شده پاسخ خوبی را نتیجه داده است و در مقایسه با حالت معمولی PID خطاها کم‌تر و رفتار بهتری حاصل شده است.

اشکال

<p>شکل ۴: پاسخ پله نوعی یک فرآیند</p>	<p>شکل ۳: توابع تعلق برای α</p>	<p>شکل ۲: توابع تعلق برای k'_d, k'_p</p>	<p>شکل ۱: توابع تعلق برای $\dot{e}(t), e(t)$</p>
<p>شکل ۸: توابع تعلق جدید برای k'_d, k'_p</p>	<p>شکل ۷: سطح قواعد برای α</p>	<p>شکل ۶: سطح قواعد برای k'_d</p>	<p>شکل ۵: سطح قواعد برای k'_p</p>
<p>شکل ۱۲: ربات ۵ درجه آزادی مورد مطالعه</p>	<p>شکل ۱۱: شکل کلی ربات سه درجه آزادی</p>	<p>شکل ۱۰: سطح قواعد برای k'_d</p>	<p>شکل ۹: سطح قواعد برای k'_p</p>
<p>شکل ۱۶: توابع عضویت برای نرخ خطا</p>	<p>شکل ۱۵: توابع عضویت برای خطا</p>	<p>شکل ۱۴: توابع عضویت برای نرخ خطا</p>	<p>شکل ۱۳: توابع عضویت برای خطا</p>
<p>شکل ۲۰: توابع عضویت برای k'_d و k'_p</p>	<p>شکل ۱۹: توابع عضویت برای k'_d و k'_p</p>	<p>شکل ۱۸: توابع عضویت برای k'_d و k'_p</p>	<p>شکل ۱۷: توابع عضویت برای k'_d و k'_p</p>
<p>شکل ۲۲: توابع عضویت برای α</p>	<p>شکل ۲۲: توابع عضویت برای α</p>	<p>شکل ۲۲: توابع عضویت برای α</p>	

شکل ۲۳: توابع عضویت برای α		شکل ۲۱: توابع عضویت برای k'_d و k'_p	
 <p>شکل ۲۷: نتایج خروجی برای نهمین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۲۶: نتایج خروجی برای پنجمین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۲۵: نتایج خروجی برای دومین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۲۴: نتایج خروجی برای اولین شبیه‌سازی</p>
 <p>شکل ۳۱: نتایج خروجی برای بیست و یکمین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۳۰: نتایج خروجی برای نوزدهمین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۲۹: نتایج خروجی برای هفدهمین شبیه‌سازی</p>	 <p>شکل ۲۸: نتایج خروجی برای پانزدهمین شبیه‌سازی</p>
 <p>شکل ۳۴: نتایج خروجی در هنگام استفاده از کنترل مرسوم PID برای ربات پنج درجه آزادی</p>	 <p>شکل ۳۳: خروجی‌های سیستم حلقه بسته فازی برای یک ربات پنج</p>	 <p>شکل ۳۲: نتایج خروجی برای آخرین شبیه‌سازی</p>	

مراجع

- [1] B.W. Bekit, L.D. Seneviratne, J.F. Whidborne and K. Althoefer, "Fuzzy PID Tuning for Robot Manipulators," *IEEE*, pp. 2452-2457, 1998.
- [2] C. Canudas W., B. Siciliano and G. Bastin, *Theory of Robot Control*, Springer, 1997.
- [3] W. Li, X.G. Chang, F.M. Wahl and Jay Farrell, "Tracking Control of a Manipulator under Uncertainty by Fuzzy P+ID Controller," *Journal of Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 122, pp. 125-137, 2001.
- [4] S. Tzafestas, N. Papanikolopoulos, "Incremental Fuzzy Expert PID Control," *IEEE Transaction of Industrial Electronic*, Vol. 37, pp.365-371, 1990,
- [5] K.M. Passino, "Intelligent Control for Autonomous Systems," *IEEE Spectrum*, pp. 55-62, June 1995.
- [6] W. Li, B. Zhang, "Fuzzy Control of Robot Manipulators in the presence of Joint Friction and Loads Changes," *Proceeding 1993 ASME International Computational Engineering Conference*, pp. 1993.
- [7] W. Li, "A Method for Design of a Hybrid Neuro-Fuzzy Control System Based on Behavior Modeling," *IEEE Transaction of Fuzzy System 5*, pp. 128-137, 1997.
- [8] Nick Infelise, "A clear Vision of Fuzzy Logic," *Control Engineering*, Vol. 39, No. 9, pp. 28-31, 1991.
- [9] W. Li, "Design of a Hybrid Logic Proportional Plus Conventional Integral Derivative Controller," *IEEE Transaction of Fuzzy System 6*, pp. 449-463, 1998.
- [10] H.S. Hwang, J.N. Choi, W.H. Lee, J.K. Kim, "A Tuning Algorithm for the PID Controller Utilizing Fuzzy Theory," *IEEE*, pp. 2210-2215, 1999.
- [11] H.R. Lemke Van and W. Zhao, "Fuzzy PID Supervisory," *24th IEEE Conference on Decision Control*, Ft Lauderdale, pp. 602-608, 20-24 Dec. 1985.
- [12] L. Sciavicco, and B. Siciliano, *Modeling and Control of Robot Manipulators*, New York, McGraw-Hill, 1996.
- [۱۳] لی وانگ، محمد تشنه لب، نیما صفارپور، داریوش افیونی، سیستم‌های فازی و کنترل فازی، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، چاپ اول، ۱۳۷۸.
- [14] Z.Y. Zhao, M. Tomizuka and S. Isaka, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers," *IEEE Transaction on Systems, Man & Cybern 23*, No. 5, pp. 1392-1398.
- [۱۵] وکیلی ب، احمدی ح، مشیری ب و جاهد مطلق م، "کنترل کننده PID خود تنظیم فازی"، مجموعه مقالات سومین کنفرانس سالانه مهندسی برق ایران، دانشگاه علم و صنعت ایران، ص.ص. ۳۲۴-۳۳۲، ۱۳۷۴.