



ارائه شده توسط :

سایت ترجمه فا

مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده

از نشریات معتربر

خود تنظیمی عصبی- فازی کنترل متناسب انتگرال مشتق شده(پی ای دی) برای

مسیر یابی نمایی بازوهای روباتیک

چکیده

کنترلگر پی ای دی، با خروجی بازخوردن ثابت به عنوان روشی مناسب برای کنترل کارخانه های خطی یا خطی شده و تحت شرایط خاص برای کارخانه های غیر خطی درک شده است طوری که کنترل بازو های روباتیک در آن از اهمیت بالایی برخوردار است. در این مقاله، یک کنترل گر پی ای دی خود تنظیمی مدل آزاد برای کار های مسیر یابی پیشنهاد شده است. ایده کلیدی استفاده از فرمولاسیون مبتنی بر انفعال برای بازو های رباتیک به منظور شکل دهی به تزریق میرایی برای تقویت انتشار و تضمین همگرایی نمایی سمی گلوبال بر اساس قانون لیپانوف است. نتایج نشان می دهد که شبکه عصبی فازی را می توان برای تنظیم میزان و نرخ انتشار از طریق روش خود تنظیمی یک بهره(گین) منفرد مورد استفاده قرار داد. مطالعات آزمایشی باری تایید امکان سنجی روش پیشنهادی ارایه می شوند.

-1- مقدمه

کارایی و ساختار کنترل مدل آزاد ساده، از مشخصه های اصلی ای می باشد که موجب افزایش اهمیت کنترل گر پی ای دی در زمینه های مختلف می شوند. تنها بر اساس بازخورد حالت، کنترل پی ای دی برای کار های تنظیمی در اصل ایجاد شده است (1-5). تنظیم بازو های روبات، بدون طرح خطی سازی، جایگاه مهمی در منابع و مطالعات مربوط به کنترل پی ای دی دارد. به خصوص این که، این یک گزینه رایج و ارجح در کف صنعتی برای کنترل گر های روباتی محسوب می شود (6). برای غلبه بر عدم قطعیت های ذاتی مدل که در بسیاری از کار های روباتیک رایج است (7)، برخی مطالعات، اصولی را برای تنظیم بدون استفاده از رگرسور و پارامتر روباتیک در اختیار گذاشته است (8). با این حال، پایداری برای مورد مسیر یابی با ساختار پی ای دی خالص از دستگاه های غیر خطی، به خصوص برای بازو های روباتیک، در منابع علمی ناشناخته و مبهم باقی مانده است (9). به علاوه برای ساده سازی روش های پیچیده تنظیم بهره های بازخورد ثابت در حوزه زمانی برای بازو های رباتیک، قواعد صریح وابسته به زمینه های پایداری پیشرفت (9) بوده و یا از نظر نبود طرح های مبتنی

بر دانش ساده، به عنوان روشی برای تنظیم آن لاین بهره یا گین بازخورد پیشنهاد شده است(10). در این مقاله، ما به بررسی و کشف ایده های جدید برای طراحی کنترل گر پی ای دی خود تنظیم برای بازو های روباتیک برای مسیر یابی نمایی لیاپانوف(11) حتی تحت اختلال اگزوژن مدل سازی نشده محدود و اصطکاک مفصلی صاف می پردازیم.

با استفاده از یک رویکرد کنترل روبات مبتنی بر انفعال(12-13)، نشان داده شده است که معادله خطرا می توان در قالب خطرا در مفهوم لیاپانوف ثابت کرد که در آن کنترل انتگرال غیر خطی، یک قطب پایدار کوچک تر جذب را ایجاد می کند. به منظور اشتقاء تعداد خطرا به صفر جهت اطمینان از مسیر یابی، شبکه عصبی فازی برای استخراج دانش و تنظیم گین پیشنهاد شده و از هر گونه دانش دینامیک رباط اجتناب کرده(14-15) و سعی در تقریب و براورد اصول دینامیکی معکوس نمی کند(12). این گین همراه با کنترل گر پی ای دی گین های ثابت استفاده شده و منجر به کنترل پی ای دی خود تنظیم بر اساس بهره منفرد بازخورد با استفاده از طرح عصبی فازی می شود. این گین خود تنظیم در حقیقت موجب انساط و انقباض قطب جذب می شود که در آن انفعال تولید ایجاد یک GUUB بی کران یکنواخت جهانی می کند. وقتی خطای ردیابی یا مسیر یابی در این قطب جذب به دام افتاد، طرح تنظیم ایجاد شده و همگرایی نمایی مسیر مطلوب مدامی ایجاد خواهد شد که شرایط اولیه مربوط به مجموعه فشرده در مجاورت مسیر مطلوب متغیر زمانی باشد. در این رابطه، پیشنهادیه ما با تسهیل استفاده از ساختار عصبی فازی (16-17) ساده می شود طوری که طرح تنظیم عصبی فازی، موجب تقویت نقشه انتشاری از حیث خطای با شکل دهی به تابع سرعت انتشار برای غلبه بر دینامیک رباط می شود. این نشان می دهد که قواعد تنظیم مبتنی بر فازی ساده و شهودی، ساختار کنترل پی ای دی مدل آزاد را برای رد یابی حفظ می کند.

این مقاله به شکل زیر سازمان دهی شده است. بررسی منابع کوتاهی در خصوص پی ای دی خود تنظیم در بخش 2 به عنوان پیش درامد بحث ارایه شده است. سپس، روش پیشنهادی در بخش 3 ارایه شده و شیوه یا سیاست خود تنظیمی در بخش 4 بررسی می شود. بخش 5، نتایج اصلی و تجلیل پایداری آن را نشان داده و بحث ها و اظهار نظر ها در بخش 6 بررسی می شوند. نتایج آزمایشات تفضیلی در بخش 7 ارایه شده اند طوری

که امکان سنجی و پتانسیل رویکرد پیشنهادی در کاربرد بازور های حقیقی روبات را برچسته تر می کند. نتایج نهایی در بخش 8 ارایه شده است.

2- پیش زمینه ای در خصوص پی ای دی خود تنظیم

کار اصلی منبع (20)، ایجاد اصولی برای تنظیم بازو های رباتی با کنترل پی ای دی با استفاده از گین های ثابت، کرده و (21) زمینه را برای کار های در یابی و مسیر یابی فراهم می کند. سپس، طرح های مختلف گین بازخورد خود تنظیم غیر ثابت برای ارایه خصوصیات پایداری بهتر، مورد مطالعه قرار گرفته اند. طرح هایی نظری خطی سازی دینامیک های روباتیک، گین های بازخورد غیر ثابت و رگرسور آزاد برای بهبود عملکرد معرفی شده است، برای مثال زمان بندی گین (23)، کنترل یادگیری تکراری (24)، رگرسور آزاد (8)، عصبی - فازی (25)، فازی تطبیقی (26)، یا گین های تنظیم وابسته به حالت.

در میان این طرح ها، بر عکس شبکه های عصبی کلاسیک علاوه بر تثبیت کننده های شبه پی ای دی، (به 29-28 مراجعه کنید)، طرح های دیگری ارایه شده اند که ساختار پی ای دی آن ها، دارای یک طرح تقریب تابع کلاسیک پنهان برای شبکه های عصبی، با موجک (31)، شبکه های عصبی بازگشتی در (32) و شبکه های عصبی فازی در (33) می باشند. اگرچه طرح های مختلفی دارای قابلیت های ردیابی با کنترل پی ای دی می باشند، توجه دقیق تر نشان دهنده عدم وجود نتایج پایداری و بوده و یا در حقیقت پایداری BIBO حتی برای دستکاه های LTI در بهترین حالت وجود دارد که از نظر بازوی روبات غیر خطی مشابه با (21) است. با توجه به کار های ابزاری (34)، کنترل مبتنی بر فازی پی ای دی برای دستگاه های خطی، برای طیف وسیعی از سیستم ها و رژیم ها از جمله تنظیم دینامیک روبات غیر خطی به کار برده شده است (14) با این حال برای رژیم مسیر یابی به طور موفق به کار برده نشده است. اگرچه مطالعات مختلف بر روی کنترل پی ای دی دستکاه های پیچیده وجود دارد، طیف وسیعی از این مطالعات، خصوصیات مشابهی دارند که هیچ گونه شواهد پایداری در آن ها ارایه نشده است (35). اخیرا، در (36)، یک کنترل گر فازی تطبیقی برای مسیر یابی ربات تک لینکی بر اساس اندازه گیری موقعیت پیشنهاد شده است در حالی که سیگنال های سرعت با استفاده از مشاهده گر فیلتر فازی تطبیقی براورد می شود. محدودیت سیگنال های حلقه بسته تحت این فرض که عدم قطعیت های غیر خطی مجھول هستند تضمین می شود. در طیف وسیعی از مطالعات در خصوص کنترل پی ای

دی، پیشنهادیه ما استفاده از طرح هایی است که دارای ساختار کنترل پی ای دی بدون متوجه شدن به هر نوع جبران دینامیکی معکوس میباشند در حالی که بهره بازخورد، از نظر زمانی متغیر است. مکانیسم خود تنظیمی پیشنهادی بر اساس سرعت انتشار با استفاده از مانیفولد خطای پی ای دی، موجب تسهیل کنترل گر طراحی می شود زیرا نمایش غیر خود کار معادله خطای حلقه باز با این مانیفولد خطای پی ای دی که به عنوان خروجی نانساوی انفعال استفاده می شود پارامتر بندی می شود. در این رابطه می توان ادعا کرد که پیشنهاد ما، مسیر یابی نمایی برای بازوهای روباتی با استفاده از پی ای دی خود تنظیمی می باشد.

3- کنترل مدل محور و پیشنهاد ما

3-1 مدل دینامیک در مختصات خط

تابع یولر-لاگرانژ را برای مدل سازی تعادل انرژی سیستم های مکانیکی طریق را در نظر گرفته و سپس کدل دینامیکی غیر خطی کنترل گر روباتی سریالی را به شکل زیر در نظر بگیرید:

که $q \in \mathbb{R}^n$, $\dot{q} \in \mathbb{R}^n$ موقعیت تعمیم یافته و مختصات مفصل سرعت و $H(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ماتریکس اینرسی محدود ثابت متقارن، $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ نیرو های کوریولیس و مایل به مرکز، $g(q) \in \mathbb{R}^n$ نیروهای گرانشی، $\tau \in \mathbb{R}^n$ نشان دهنده ورودی گشتاور است. $\tau_f = B\ddot{q} + C \tanh(D\dot{q})$ نشان دهنده اصطکاک مفصلی است که در آن $B-C$ ، ماتریس های متعامد ثابت n در n با مدل سازی اصطکاک جنبشی و میرایی ویسکوز می باشد و $D \in \mathbb{R}_+^{n \times n}$ تقریب منطقی از مدل اصطکاک کولومب τ_d محدود بوده و تغییرات زمانی کم تری دارد.

تعیین پارامتر خطی زیر (40-1) را فرض کنید

$$H(q)\ddot{q}_r + C(q, \dot{q})\dot{q}_r + g(q) + B\ddot{q}_r + C \tanh(D\dot{q}_r) - \tau_d = Y_r \Theta, \quad (2)$$

که رگرسور $Y_r = Y_r(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, \ddot{q}_r) \in \mathbb{R}^{n \times p}$ نشان دهنده ماتریکسی از عبارت ها بوده و $\Theta \in \mathbb{R}^p$ یک برداری از پارامتر های معلوم و $\dot{q}_r \in \mathbb{R}^n$ مرجع اسمی است و \ddot{q}_r مشتق آن است. جمع و تفریق 2 به 1، یک معادله خطای حلقه باز را می دهد:

$$H(q)\ddot{S} + C(q, \dot{q})\dot{S} = \tau - Y_r \Theta, \quad (3)$$

که مانیفولد خطای S به صورت زیر تعریف می شود

$$S = \dot{q} - \dot{q}_r. \quad (4)$$

فرض کنید مرجع اسمی ارایه شده توسط منبع 19 به صورت زیر باشد

$$\dot{q}_r = \dot{q}_d - \alpha \Delta q - K_i \int_{t_0}^{t_f} \tanh(\lambda S_q) dt, \quad (5)$$

که S_q ، مانیفولد خطای پی ای دی را به صورت زیر تعریف می کند

$$S_q = \Delta \dot{q} + \alpha \Delta q, \quad (6)$$

به ازای α, λ و K_i به عنوان ماتریس های بهره بازخورد متعامد محدود مثبت، خطای مسیر یابی موقعیت را به ازای $q_d(t) \in \mathbb{C}^2$ نشان می دهد) وابستگی به t ، برای اجتناب از ابهام و سهولت از تفسیر کاهش می یابد)، و موجب محدود شدن مسیر مطلوب پیوسته قابل تمایز می شود که به صورت \dot{q}_d مشتق آن سرعت مطلوب است و $\tanh(\lambda x)$ تابع تازه‌انت سهمی پیوسته $x \in \mathbb{R}^n$ است. جایگزینی 5 در 4، می توان مانیفولد خط را بدست اورد:

$$S = S_q + K_i \sigma, \quad (7)$$

$$\dot{\sigma} = \tanh(\lambda S_q), \quad (8)$$

توجه کنید که 7 و 8، بیانگر وجود مانیفولد خطای PI در S_q است که مشتق $\dot{S}_q = -K_i \tanh(\lambda S_q)$ دارد راه حل منحصر به فرد در $S_q = 0$ است. سپس در صورتی که یک کنترل گر τ وجود داشته باش که به طور مجانبی $S \rightarrow 0$ باشد، می توان نشان داد که راه حل ساده 8 و 7، به تعادل مجانبی منحصر به فرد در برای یک تابع ذخیره $V_0 = 1/2 S_q^T S_q$ است. در نهایت، در این نقطه، مشاهده می شود که $\sigma = 0$ یک مانیفولد خطی PD با نتایج مشابه می دهد.

در این مقاله، ما از کنترل گر پی ای دی غیر خطی با گین ثابت $S = -K_d \tau - K_d S$ استفاده کرده و نشان می دهیم که این مقدار GUUB را می دهد. به علاوه نشان داده می شود که اگر K_d به صورت انلاین با استفاده از طرح عصبی فازی انتخاب شود، یک سری هم گرایی نمایی S رخ می دهد. برای تحریک ساختار این کنترل گر، و مشابه با 21، نشان داده می شود که نتایج شناخته شده برای پایداری محلی روبات ها با استفاده از مانیفولد

خطای PI معتبر است. این واقعیت ما را بر آن می دارد تا از روش پیشنهادی خود تنظیمی در استفاده از دانش ورودی کاربر بوسیله معیار های چند مقداره محدود با KD آنلاین خطی بر اساس مکانیسم عصبی فازی بهره بریم سپس ما به بررسی فنون و روش های زمینه سازی روش پیشنهادی خواهیم پرداخت.

2-3 کنترل ربات مدل محور

قبل از ارایه تثبیت سیستم کنترل رگرسور و پارامتر های مربوطه (بخش 3-3)، بهتر است تا به بررسی گشتاور غیر فعال محاسبه شده همراه و بدون تطبیق بپردازیم. برای این منظور اهمیت تطبیق با استفاده از یک پارامتر

متغیر موسوم به \hat{K}_d تشریح می شود

1-2-3 گشتاور محاسبه شده غیر فعال: Y_r و Θ معلوم می باشند.

با هدف حفظ غیر فعال بودن در حلقه بسته زمانی که: Y_r و Θ معلوم باشند، می توان عنوان کرد که نقشه یابی انتشاری، برای تابع ذخیره لیاپانوف $V_1 = 1/2 \dot{S}_q^T H(q) \dot{S}_q$ و $\tau = -K_d S_q + Y_r \Theta$ اهمیت دارد که است (38). برای این منظور، توجه کنید که معادله حلقه بسته زیر حاصل می شود

که $v_1 = 0$ ، ورودی واقعی برای اهداف تحلیل است. تعادل غیر فعال منجر به معادله زیر می شود که

$$H(q) \dot{S}_q + C(q, \dot{q}) S_q = -K_d S_q - v_1, \quad (9)$$

$$\int_{t_0}^t S_q^T v_1 dt = \int_{t_0}^t \frac{d}{dt} V_1(S_q) dt + \xi \quad (10)$$

ضد تقارن $\xi = \int_{t_0}^t S_q^T K_d S_q dt > 0$ و $1/2 \dot{H}(q) - \dot{C}(q, \dot{q})$ نشان دهنده تابع انتشار است و $k d$ گین میزان انتشار است. در این صورت، هر گونه $k d$ ثابت، می تواند برای محاسبه رفتار انتشار و قطب پایداری \mathcal{D}_0' حاوی باز از شرایط اولیه $X(t_0) = X_0$ استفاده شود. اخیراً، (10)، منجر به $\dot{V}_1(S_q) = -S_q^T K_d S_q$ شده است که نشان دهنده GUUE منشا است. اکنون، ما به مرور Θ مجھول از حیث رویکرد تطبیقی مرجع (13) می پردازیم.

2-2-3 گشتاور محاسبه شده غیر فعال تطبیقی: Y_r معلوم است اما Θ مجھول است

وقتی Y_r معلوم باشد ولی Θ مجھول، گشتاور محاسبه شده غیر فعال تطبیقی یا کنترل تطبیقی ساده (13) تعريف می شود. $K_d = K_d^T > 0 \in \mathfrak{R}_+^{n \times n}$ است و بردار عدم قطعیت $\tau = -K_d S_q + Y_r \Theta$ را در نظر بگیرید که

پارامتری $\Delta\Theta$, به طور تطبیقی با $\hat{\Theta} = -\Gamma Y_r^T S_q$ جبران می شود. این موجب پایداری مجانبی محلی با استفاده ازتابع لیپاونوف $1/2S_a^T H(q)S_a + 1/2\Delta\Theta^T \Gamma^{-1} \Delta\Theta$ می شود. در این رابطه، نقشه یابی انتشاری را می توان برای تضمین مسیر یابی با تلاش کنترل تحت پارامتر سازی دینامیک حلقه بسته به دلیل $p \gg n$ استفاده کرد. به طور کلی گفته می شود، این را می توان طوری تفسیر کرد که گویی $\hat{\Theta}(t)$, گین بازخورد متغیر زمان است که موجب بروز $S_q \rightarrow 0$ به قیمت دانش کل مدل روباتی رمزگشایی شده از طریق Y_r می شود. در نهایت، اگرچه تطبیق آنلاین بردار $\hat{\Theta}(t)$ به طور مشهود ثابت نیست، با این حال به سرعت انتشار کمکی نمی کند زیرا جبران کننده عدم قطعیت پارامتری $\Delta\Theta$ است یعنی ξ , همانند قبل است. اکنون به تحلیل موردی می پردازیم وقتی که Y_i و Θ مجھول باشند.

3-3 ثابتیت با پی ای دی گین ثابت تحت Y_i و Θ مجھول

در این رابطه، برای Y_i و Θ مجھول فرض کنید

$$\begin{aligned}\tau &= -K_d S = -K_d S_q - K_d K_i \sigma \\ &\equiv -K_p \Delta q - K_v \Delta \dot{q} - K_i \sigma,\end{aligned}\tag{11}$$

کنترل گر پی ای دی گین ثابت تحت Y_i و Θ مجھول فرض کنید. مانیفولد خطای pi باشد که در آن $K_d = K_d^T > 0 \in \Re^{n \times n}_+$, $K_p = K_d \alpha$, $K_v = K_d$, and $K_i = K_d K_i$ است. سیستم حلقه بسته، با استفاده از 11 و 3 مشابه با 9 خواهد بود.

$$H(q)\dot{S} + C(q, \dot{q})S = -K_d S - v_1, \tag{12}$$

$$\int_{t_n}^t S^T K_d S d\tau > 0.$$

این غیر فعال نیست زیرا $v_1 \neq 0$ می باشد برای D_0 . قطب محلی پایداری D_0 را می توان طوری ثابت کرد که تضمین کننده پایداری خطاهای مسیر یابی باشد. برای این منظور، این را در نظر بگیرید که اسکالر های مشبت (5) $Y_r \Theta$, ρ_i ($i=0, \dots, 5$) وجود دارد که را محدود می کند: به شکل زیر

$$\begin{aligned}
\|H(q)\| &\geq \lambda_m(H(q)) > \rho_0 > 0, \\
\|H(q)\| &\leq \lambda_M(H(q)) < \rho_1 < \infty, \\
\|C(q, \dot{q})\| &\leq \rho_2 \|\dot{q}\|, \\
\|g(q)\| &\leq \rho_3, \\
\|\dot{q}_r\| &\leq \rho_4 + \alpha \|\Delta q\| + K_i \|\sigma\|, \\
\text{که } \|\ddot{q}_r\| &\leq \rho_5 + \alpha \|\Delta \dot{q}\|,
\end{aligned} \tag{13}$$

$A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\lambda_m(A), \lambda_M(A)$, به ترتیب مقادیر ویژه کمینه و بیشینه ماتریکس ρ_4, ρ_5 , کران بالایی برای

سرعت و شتاب مطلوب است. سپس داریم

$$\begin{aligned}
Y_r \Theta &\leq \|H(q)\| \|\ddot{q}_r\| + (\|B\| + \|C(q, \dot{q})\|) \|\dot{q}_r\| + \|g(q)\| + \|C\| \|\tanh(\Gamma \dot{q}_r)\| \\
&\leq \rho_1 \alpha \|\Delta \dot{q}\| + \{\lambda_M(B) + \rho_2 \|\dot{q}\|\} \cdot (\alpha \|\Delta q\| + K_i \|\sigma\| + \rho_4) + \lambda_M(C) + \bar{\rho}_3 \\
&\leq \eta(t),
\end{aligned} \tag{14}$$

که $\bar{\rho}_3 = \rho_1 \rho_5 + \rho_3$, می توان گفت که $\eta(t) = f(\Delta q, \Delta \dot{q}, \sigma, \rho_i, t)$.

از این روی، یک زمان محدود $t_1 > t_0$ وجود دارد طوری که

$\dot{V}_3 \leq -\|S\|(\lambda_m(K_d)\|S\| - \eta(t))$ به ازای $c > \sup_{t>0} \eta(t)$ می باشد که $\dot{V}_3 < 0$ است.

سپس، برای شرایط اولیه کوچک $S = 0$ در مبدأ $x_0 \leq c_0$, به ازای $c_0 > 0$, می باشد و $\eta(t_0)$ متعلق به همچویانی با شاعع $r > 0$ در مبدأ $S = 0$ است. این وجود

قطب پایداری D_0 را برای گین بازخوردی کافی kd نشان داده طوری که S در ε_1 از شاعع $r_1 > 0$ با

$S \leq c/\lambda_m(K_d) \forall t \geq t_2$ محدود می شود. از این روی، $\bar{c} \leq \dot{S} \leq \bar{c}$ به ازای \bar{c} مقدار واقعی است یعنی

$$S \rightarrow \varepsilon_1 \Rightarrow S_q \rightarrow \varepsilon_1 \quad \text{and} \quad (S, S_q) \subset D_0 \quad \forall t \geq t_2, \tag{15}$$

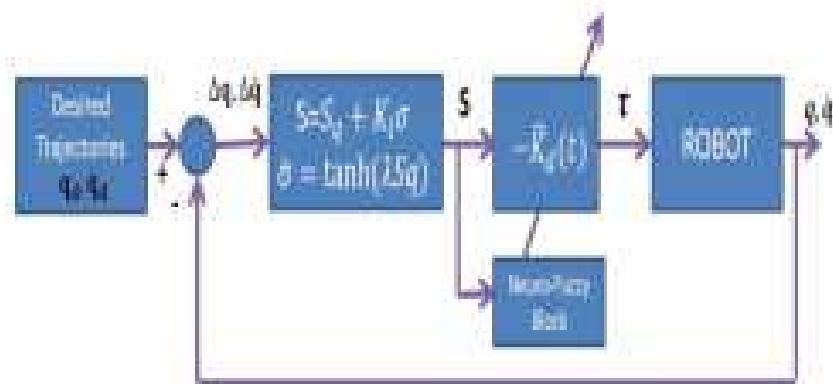
این نشان دهنده پایداری محلی S و نامحدود بودن همه سیگنال های حلقه بسته می باشد که منجر به وجود

همسایه های محدود $\varepsilon_2 > 0$ و $\varepsilon_3 > 0$ می شود طوری که $\|S\| < \varepsilon_2, \|\dot{S}\| < \varepsilon_3$ است. در نهایت، به دلیل (7)،

محدودیت خطای مسیر یابی تعیین می شود که $\|\Delta q\| < \varepsilon_4, \|\Delta \dot{q}\| < \varepsilon_5, \|\sigma\| < \varepsilon_6$ برای کنترل گر پی

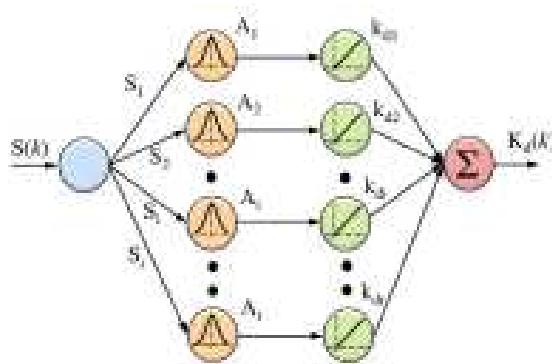
ای دی، $\tau = -K_d S = -K_d S_q - K_d K_t \sigma \equiv -K_p \Delta q - K_v \Delta \dot{q} - K_t \sigma$ در نظر گرفته می شود. از این روی نتایج زیر حاصل می شوند.

فرض 1: سیستم حلقه بسته (12) را در نظر بگیرید که کنترل گر پی ای دی غیر خطی (11)، GUUB را با ثابت با فرض خطای کم در شرایط اولیه نشان می دهد.



شکل 1

تفسیر 1: توجه کنید که اندازه ε_i با افزایش K_d کاهش می یابد ولی سطح اشباع فعال کننده، ایجاد یک کران بالای محدود به ازای K_d می کند. یک رویکرد دیگر، تنظیم آنلاین K_d بسته به اندازه خطای مسیر یابی است. این ایده بر اساس استنباط عصبی فازی است که نشان می دهد برای S محدود، $K_d = f(S)$ موجب پایداری نمایی می شود و اکنون ما به بررسی $\tau = -K_d(t)S$ محدود تحت کنترل گر $K_d(t)S$ می پردازیم.



شکل 2

3-4 پیشنهادیه: K_d متغیر تحت $Y_r \Theta$ مجھول

بر اساس فرض 1، این سوال وجود دارد که هر گونه بهبود را می توان با K_d متغیر زمانی حاصل کرد و از روی به یک شواهد و اثبات پایداری متناظر می رسیم. این سوال مناسب است زیرا تجربه نشان می دهد که

برخی وظایف را در صورتی می توان به طور صحیح انجام داد که گین های بازخورد بر اساس شرایط خطا و اولیه از نظر زمانی متغیر می باشند. اکنون، کنترل گر زیر را در نظر بگیریم

$$\tau = -\hat{K}_d S \equiv -\hat{K}_P \Delta q - \hat{K}_D \Delta \dot{q} - \hat{K}_I \sigma, \quad (16)$$

به ازای $\hat{K}_I = \hat{K}_d K_i$ و $\hat{K}_P = \hat{K}_d \alpha$, $\hat{K}_D = \hat{K}_d$, گین بازخورد معین مثبت ثابت، α و K_i این مقدار دیده می شود. بر اساس شواهد می توان گفت که سیاست گین متغیر زمانی را در صورتی می توان در نظر گرفت که خطا افزایش یابد و از این روی اثر گین بر این خطا افزایش یافته و بر عکس. و این در نهایت منجر به $\rightarrow 0$ می شود. این نشان می دهد که چون \hat{R}_d ، سرعت انتشار ξ در نابرابری غیر فعال بودن شکل می دهد، استفاده از تنظیم \hat{R}_d بر اساس انحراف خطای مثبت منطقی است طوری که انحراف بیشتری نیاز است. پر واضح است که تحت $Y_r \Theta$ مجھول، الگوریتم تحلیلی برای تنظیم \hat{K}_d ناقص است. و از تجربه کاربر و دانش در خصوص عملکرد سیستم استفاده کرد و می توان از طرح های عصبی فازی با هدف طراحی الگوریتم خود تنظیمی برای \hat{R}_d بدون تلاش برای بررسی دینامیک اینورس استفاده کرد.

4- طرح خود تنظیم \hat{R}_d

1- طراحی \hat{R}_d

فرض کنید طرح عصبی فازی، گین \hat{R}_d را به شکل زیر تنظیم کند:

$$\hat{K}_d \equiv \sum_{i=1}^r k_{di}(k) = \sum_{i=1}^r \beta_i(k) \mu_{A_i}(k), \quad (17)$$

که $\beta_i(k)$ ، پارامتری برای کمینه سازیتابع هزینه $S(k)$ بوده و $\mu_{A_i}(k)$ نشان دهنده تابع عضویت است. به این صورت، و بر اساس تجربه کاربر، کاربر قادر به تنظیم مسیر یابی متغیر زمانی است که منجر به \hat{R}_d محدود می شود. فرایند تنظیم بعدا تشریح می شود. فرض کنید دنیای گفتمان S و k را به صورت $S \subset \bar{S}$ و $k \in \hat{K}_d$ تعریف کنیم. سپس، برای هر ورودی s ، قانون فازی آنگاه-سپس، مشابه با مدل ساگنو به صورت زیر تعریف می شود

قانون i نشان دهنده زیر مجموعه طبقه بندی شده $\text{IF } S \text{ IS } A_i \text{ THEN } K_d = k_{di}(k) = \beta_i(k) \mu_{A_i}(k)$ زبانی با تابع عضویت (MF) حالت فازی است و به ازای $i=1, 2, \dots$ حالات فازی و $k_{di}(k) \in \hat{K}_d$ در نظر گرفته می شود.

اکنون ابتدا طرح خود تنظیمی منطق فازی را برای بدست اوردن $\beta_i(k)$ را نشان می دهیم و سپس منطق طراحی $\mu_{A_i}(k)$ را توصیف می کنیم. بهره $\hat{K}_d > 0$ با استفاده از الگوریتم عصبی فازی دو مرحله ای تنظیم می شود. در مرحله اول، قانون منطق فازی، خروجی اولین مرحله را به صورت ورودی شبکه عصبی برای بدست اوردن مجموع متناظر برای ساختن \hat{K}_d خروجی در نظر می گیرد. به شکل 2 مراجعه کنید.

$$k_{di}(k) = \beta_i(k) \mu_{A_i}(k). \quad (18)$$

قاعده i نشان می دهد که اگر S متعلق به مجموع فازی A_i باشد، با مقدار عضویت متناظر $\mu_{A_i}(k)$ ، سپس، مقدار فازی خروجی این قاعده که با $k_{di}(k)$ نشان داده می شود برابر با توالی خطی LC است که با حاصل تعريف می شود که $\beta_i(k) \mu_{A_i}(k)$ نشان دهنده شبیه LC و مقدار عضویت MF می باشند. وقتی که قواعد پردازش شدند، خروجی \hat{K}_d در K از مقادیر $k_{di}(k)$ با فازی زدایی محاسبه می شود. هر قاعده فازی از طریق شبکه فازی عصبی متstell از چهار لایه منتقل می شود. این پیکربندی خاص دارای ساختار ساده ای است که قادر به انتقال دانش بر اساس قواعد فازی تزریق شده به شبکه است. می توان مشاهده کرد که لایه ورودی S را به دومین لایه انتقال می دهد طوری که هر گره دارای یک تابع گوسی یا سیگموئید است با توجه به این که $\bar{A_i} = \mu_{A_i}(k)$ متناظر با یک سطح زبانی است. MF ها متناظر با امین گره متناظر از لایه بعد می باشند که به صورت 17 محاسبه می شود یعنی

$$\mathcal{F}(k) = \frac{1}{2} S^T(k) S(k), \quad (19)$$

در نهایت، در لایه خروجی، به 17 می رسیم. این ساختار، امکان تنظیم مقدار مناسب \hat{K}_d را بر اساس تجربه کاربر بر عملکرد سیستم کد گذاری شده از حیث خطای مسیر یابی و یا مانیفولد خطای S می دهد که برای تنظیم قطب جذب DI مفید است. اکنون، الگوریتم تطبیقی برای $LC \beta_i(k)$ برای کمینه سازی شاخص کوادراتی

مانیفولد خطا پیشنهاد می شود. به دلیل، $\hat{K}_d = f(S(k))$ ، یک تابع غیر خطی وابسته به حالت $\dot{q}(k) - \dot{q}_d(k) = \Delta q(k) = q(k) - q_d(k)$, $\Delta \dot{q}(k) = S(k) = \Delta \dot{q}(k) + \alpha \Delta q(k) + K_i \sigma(k)$ و $\sigma(k)$ وجود دارد. و این به ترتیب نشان دهنده خطای سرعت و موقعیت و شکل انتگرال k است. تابع هزینه کوادراتی محدب $\mathcal{F}(k)$ به صورت زیر تعریف می شود:

که به $k \rightarrow \infty$ کمینه سازی می شود به خصوص زمانی که:

$S(k+1) = \Delta \dot{q}(k+1) + \alpha \Delta q(k+1) + K_i \sigma(k+1)$. باشد. از این روی، تعديل $\Delta \beta_i(k)$ را می توان بر اساس گرادیان منفی 20 به شکل زیر تعریف کرد

به ازای $\eta_i(k) > 0$ ، نرخ یادگیری در ثابت برای آی امین LC در نظر گرفته می شود با استفاده از قانون زنجیره ای، $\frac{\partial \mathcal{F}(k+1)}{\partial \beta_i(k)}$ به صورت زیر بدست می اید

با این حال تابع $\frac{\partial \Delta q(k+1)}{\partial \hat{K}_d(k)}$ را نمی توان به صورت تحلیلی محاسبه کرد برای افزایش سرعت نمونه برداری نسبت به زمان ثابت ربات الکترومکانیکی، آن را می توان با روش زیر برآورد کرد:

اکنون، با توجه به طراحی، بهتر است نا نسبت 26 را به پارامتر $\hat{K}_d(k)$ حساس کرد طوری که $(\hat{K}_d(k))$ و اکنش سریع تری را نسبت به $\Delta q(k+1)$ انجام دهد و از این روی روی نسبت (26) به صورت زیر است

$$\frac{\partial \Delta q(k+1)}{\partial \hat{K}_d(k)} = \Upsilon_p \ll 1, \quad (27)$$

که بر اساس طرح کوچک و مثبت است. در نهایت با جایگذاری 23-27 در 21-22 داریم

$$\beta_i(k+1) = \beta_i(k) - \eta_i(k) \Upsilon_p S(k+1) \alpha \mu_{A_i}(k), \quad (28)$$

با توجه به این که $\{\eta_i(k) \Upsilon_p\} \subset \eta_i(k) \in (0, 1]$ است. توجه کنید که $\beta_i(k+1) = \beta_i(k) + \Delta \beta_i(k)$ در 28 را می توان به صورت نرخ یادگیری جدیدی در نظر گرفت.

تفسیر 2: در رابطه با عدم وابستگی $\beta(k+1)$ به خطا های ردیابی سرعت، می توان گفت که $(\dot{q}(k))$ حالت در 22 حذف می شود زیرا $\Delta q(k)$ در $S(k)$ همگن است وقتی به طور هدفمند در

$\Delta q(k) \rightarrow 0 \Rightarrow \Delta \dot{q}(k) \rightarrow 0$, باشد، عکس این قضیه صادق است. به این صورت، الگوریتم از واکنش \hat{K}_d به اندازه گیری خطای ردیابی سرعت اجتناب می کند.

5- نتیجه اصلی

اکنون می توان نتیجه اصلی را با تحلیل پایداری در قضیه زیر بیان کرد

قضیه: دینامیک های روبات (1) را در حلقه بسته با کنترل گر 16 با \hat{K}_d متغیر در نظر بگیرید(17). در صورتی که $\lambda_m(\hat{K}_d)$ فرض 1 را برآورده کند و $\beta_i(k)$ بر اساس 28 محاسبه شود، مانیفولد خطای S به طور نمایی صفر می شود. از این روی، پایداری نمایی خطا تضمین می شود $(\Delta q, \Delta \dot{q}) \rightarrow 0$.

اثبات: تابع لیاپانوف را به صورت زیر مد نظر قرار دهید

که اختلاف زمانی گسسته آن می دهد:

$$V_4(k) = \frac{1}{2} S^T(k) S(k), \quad (29)$$

whose discrete time difference yields:

$$\begin{aligned} \Delta V_4(k) &= V_4(k+1) - V_4(k) \\ &= \frac{1}{2} [S^T(k+1) S(k+1) - S^T(k) S(k)] \\ &= \frac{1}{2} \{[S(k) + \Delta S(k)]^T [S(k) + \Delta S(k)] \dots - S(k)^T S(k)\} \\ &= \Delta S^T(k) [S(k) + \frac{1}{2} \Delta S(k)], \end{aligned} \quad (30)$$

به ازای $\Delta S(k) = S(k+1) - S(k)$ داریم و $\Delta S(k)$ را می توان با تغییرات اندک $\Delta \beta_i(k)$ اندازه گیری کرد

که به شکل زیر با استفاده از

$$\Delta S(k) = \frac{\Delta S(k)}{\Delta \beta_i(k)} \Delta \beta_i(k) \approx \frac{\partial S(k+1)}{\partial \beta_i(k)} \Delta \beta_i(k). \quad (31)$$

Similar to (22), $\partial S(k+1)/\partial \beta_i(k)$ becomes:

$$\frac{\partial S(k+1)}{\partial \beta_i(k)} = \Upsilon_p \alpha \mu_{A_i}(k). \quad (32)$$

Finally, from (28), $\Delta \beta_i(k)$ becomes:

$$\Delta \beta_i(k) = -\eta_i(k) \Upsilon_p S(k+1) \alpha \mu_{A_i}(k). \quad (33)$$

نوشته میشود

که در آن $\mathcal{B} = \eta_i(k) \Upsilon_p^2 \alpha^2 \mu_{A_i}^2(k)$ و $\bar{\mathcal{B}} = \mathcal{B}/(1+\mathcal{B})$ سپس تحمیل می شود طوری که $0 < \bar{\mathcal{B}} < 1$, $\forall \mathcal{B} > 0$. است. در نهایت از 30 و 32 داریم

$$\begin{aligned} \Delta V_4(k) &= -\bar{\mathcal{B}} S^T(k) S(k) + \frac{1}{2} \bar{\mathcal{B}}^2 S^T(k) S(k), \\ &\leq -\frac{1}{2} \gamma S^T(k) S(k), \\ &\leq -\gamma V_4(k), \end{aligned} \quad (35)$$

به ازای $\gamma > 0$, همگرایی نمایی تابع محدب کوادراتی $V_4(k)$ در نظر گرفته می شود که تعادل منحصر به فردی

در $S(k) = 0$, since $\bar{\mathcal{B}} > \bar{\mathcal{B}}^2$ حاصل می شود. با توصل به تعریف S در (8-7)، می توان تضمین کرد که

$$S(k) \rightarrow 0 \Rightarrow (\Delta q, \Delta \dot{q}) \rightarrow (0, 0) \text{ است}$$

6- بحث ها

1-6 منطق فازی و مناطق جذب

اکنون به ظور تفضیلی به بررسی چگونگی ارتباط منطق فازی به مفهوم فیزیکی مکان های جذب می پردازیم.

تفسیر اثرات متقابل این ها در محل کار با شناسایی دو منطقه جذب صورت می گیرد

پر واضح است که α و \hat{K}_d اثر ویژه ای بر روی گشتاور اعمال شده $S = -\hat{K}_d S$ دارند زیرا

برای الفای بزرگ و Δq بزرگ, $S = \Delta \dot{q} + \alpha \Delta q + K_i \sigma$ است. می تواند کوچک باشد در

غیر این صورت τ به مقادیر بزرگی برای کاربردهای واقعی دست پیدا می کند

- برعکس، الفای بزرگ و \hat{K}_d کوچک به ازای Δq بزرگ، منجر به اعمال یک گشتاور کاربردی کوچک شده و سپس قطب جذب بسیار بزرگ تر می شود که به معنی خطاهای مسیر یابی بزرگ است و به این ترتیب عملکرد کمی برای کاربردهای مهم خواهد داشت
- به منظور تنظیم کافی انبساط و انقباض قطب جذب، باید به تعریف مناطقی بپردازیم که در آن \hat{K}_d باید به طور خود کار تعديل شود.

از این روی، همان طور که در شکل 3 گفته شد، دو منطقه جذب در نظر گرفته می شود منطقه Ω_α بر اساس الفای ثابت و منطقه Ω_{K_d} طوری که برای \hat{K}_d بسیار موثر است. سپس داریم:

منطقه Ω_α : این خود محل کار را از مسیر مطلوب پوشش می دهد طوری که می توان الفا را با در نظر گرفتن بزرگ ترین Δq مطلوب طراحی کرد. توجه کنید که این موجب بزرگ تر شدن قطب جذب می شود(15). الفای ثابت را می توان برای تولید گشتاور کافی برای تضمین همگرایی رابت به یک منطقه Ω_{K_d} بزرگ در نظر گرفت.

از این روی الفای ثابت با در نظر گرفتن ماکزیمم گشناور هر جفت مفصل-موتور پیشنهاد می شود

منطقه Ω_{K_d} : این منطقه نزدیک مسیر مطلوب تعریف می شود یعنی به ازای S کوچک تعریف می شود. چون وقتی $t \rightarrow \infty$ می باشد $0 \rightarrow S$ است، و بر اساس تحریب کاربر یا دانش فازی، می توان μ_{A_1} را زمانی تعریف کرد که $|S| < 1$ باشد و گشتاور مناسبی تحت تاثیر الفا قرار گیرد و وقتی به طرف Ω_{K_d} حرکت کند، گین \hat{K}_d برای رسیدن به مسیر مطلوب در مجاورت مبدا $S=0$ افزایش یابد. سپس از $\hat{K}_{d_{\min}}$ تا \hat{K}_d متغیر خواهد بود طوری که تولید یک جذب نمایی می کند که در قضیه اصلی نیز گفته شد.

به منظور نشان دادن تغییرات فوق، از Ω_α تا Ω_{K_d} ، می توان سه MF را تعریف کرد: اولی قبل از تغییرات، دومی طی تغییر و سومی بعد از تغییر که در بخش 7-2 تعریف شده است.

از این روی، برای یک بازوی رباتی خاص، بهتر است تا اقدام به تعديل پارامتر الفا بر اساس حداکثر گشتاور تعیین شده با کارخانه و طراحی مکانیسم استنیاط فازی برای $|S| < 1$ به منظور تفکیک بین دو منطقه فوق با مقدار متغیر \hat{K}_d کنیم. اگرچه به صورت کران دار است، با این حال گشناور محدودی را ایجاد نمی کند زیرا

S اشباع نمی شود ولی نقش آن در روش فازی از جمله انتخاب الفا می تواند برای تولید کنترل گرها و کشتاورهای مناسب در چارچوب آستانه فعال کننده کافی باشد که در ازمایشات 3-7 گفته شدند.

2-6 همگرایی نمایی

نشان داده شده است که تغییر $\beta_i(k)$ می تواند تولید $S(k)$ محدود به صفر با تزریق سرعت انتشار کنترل شده $\dot{V}_3 = S^T \hat{K}_d S$ کند. این در نهایت منجر به ایجاد یک جاذب نمایی در $S(k) = 0$ می شود که ناشی از پایداری در $t(\Delta q, \Delta \dot{q}) = (0, 0)$ است. این نقش مهم \hat{K}_d را در رابطه با معیار پایداری از حیث منطق فازی می رساند(41). سپس با توجه به طرح، می توان کران های کمینه و بیشینه \hat{K}_d را انتخاب کرد طوری که

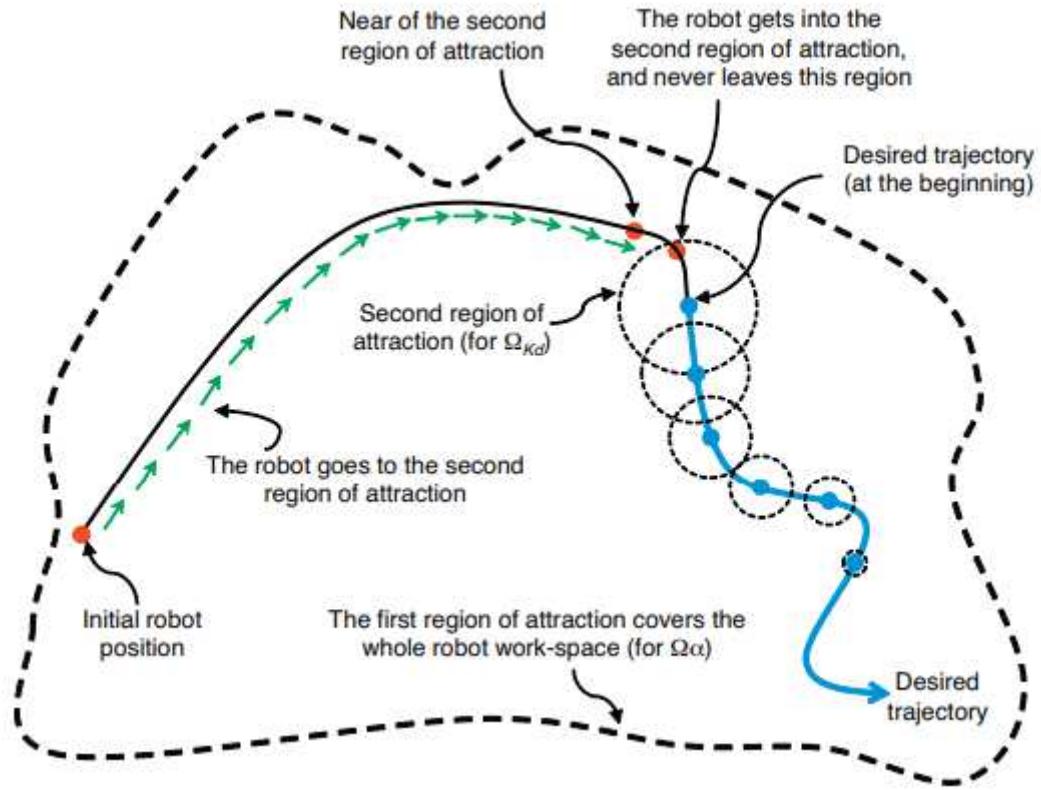
$$\dot{V}_3(S) = -S^T \hat{K}_d S - S^T Y_r \Theta$$

$$S^T \hat{K}_d S > |S^T Y_r \Theta|, \quad (36)$$

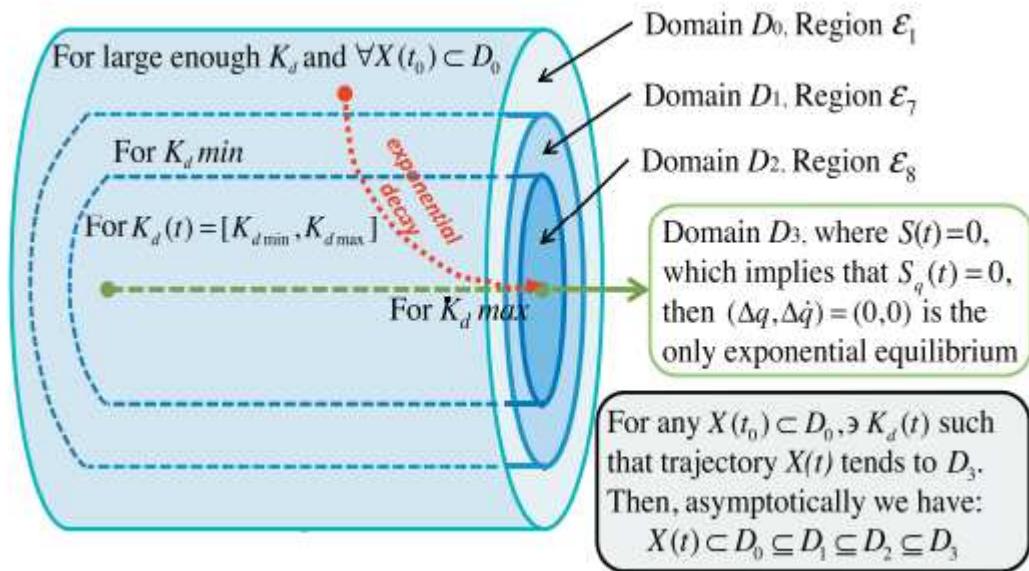
با سرعت انتشار زیاد، $\dot{\xi} = S^T \hat{K}_d S$ ، به ازای دستگاه های دینامیکی یولر لاغرانژ t_i زمانی نامحدود به ازای شرایط اولیه در یک مجموعه باز وجود دارد که خطای مسیر یابی مانیفولد S در درون $\varepsilon_1 < \varepsilon_2 < \varepsilon_3$ قرار گرفته و از این روی انقباض نمایی قطب های \hat{K}_d صورت می گیرد: سپس همان طور که در شکل 4 نشان داده شده است

3-6 خصوصیات پایداری سیستم حلقه بسته

توجه کنید که وقتی اصطکاک وابسته به حالت، یا اشتفتگی های درونی و بیرونی وجود نداشته باشند می توان گفت که قطب های ε_4 و ε_5 کوچک تر ولی کران دار هستند و نتیجه بیان شده را می توان به کل قضیه اعمال کرد. با این حال برای شرایط غیر خطی سخت یا خصوصیات دینامیکی قوی، اصطکاک دینامیکی را می توان برای اجتناب از فرکانس \hat{K}_d در نظر گرفت. توجه کنید که اندازه هم جوار های ε_6 و ε_7 را می توان حول ناحیه $S=0$ تعریف کرد که بر اساس شرایط 36 هستند و خود طرح نشان دهنده تنظیم دقیق \hat{K}_d بر اساس تجربه اپراتور از طریق شبکه فازی عصبی است.



شكل 3



شكل 4

4-6 خود تنظیمی با کنترل گر پی دی

در صورتی که عبارت انتگرال یا $K_i=0$ وجود داشته باشد، کنترل گر پی دی ظهور می یابد یعنی $\tau = -\hat{K}_p \Delta q - \hat{K}_D \Delta \dot{q}$. در این صورت می توان گفت که قطب 2d، ایجاد نمی شود که در این صورت ε_4 و

⁸⁵ بزرگ تر خواهند بود و این نیاز به بهره بیشتری برای واکنش سریع تر به تغییرات خطای مسیر یابی دارد.

با این حال، این کنترل گر پی دی با طرح خود تنظیمی یکسان ایجاد می شود که تضمین کننده مسیر یابی نمایی است. این در مقاله 38 اخیراً گزارش شده است. این نشان می دهد که انتگرال موجب کاهش قطب پایداری به دلیل نقش انتگرال غیر خطی در مانیفولد S می شود.

6-5. بسط به دیگر طرح های شبه پی ای دی

برخی از توابع غیر خطی دیگر را می توان به عنوان مانیفولد خطای S در نظر گرفت که در جایگذاری $\tanh^{(*)}$ و حفظ نتایج قضیه می تواند اهمیت داشته باشد. به این طریق می توان خواص و ملزومات پایداری را معرفی کرد. خانواده ای با کارکرد های مختلف را در نظر بگیرید که به شکل زیر تعریف شود

تعريف 1: تابع $\Gamma(\mu, \rho, x)$ را با $1 \geq \mu > 0, \rho > 0$ در نظر بگیرید که $x \in \mathbb{R}^n$ نشان دهنده مجموعه ای از توابع

افزایشی قابل افتراء $\mathbf{f}(x) = [f(x_1), f(x_2), \dots, f(x_n)]^T$ باشد طوری که

- $|x| \geq |f(x)| \geq \mu|x|, \quad \forall x \in \mathbb{R}^n : |x| < \rho$
- $\rho \geq |f(x)| \geq \mu\rho, \quad \forall x \in \mathbb{R}^n : |x| \geq \rho$
- $1 \geq (d/dx)f(x) \geq 0,$

ا) نشان دهنده مقدار مطلق است. تابع $\Gamma(\mu, \rho, x)$ به دو خصوصیت مورد نیاز برای تحلیل پایداری از حیث شاخص های متریک دست پیدا می کند که به صورت زیر است

-1- نرم اقلیدسی $\|\mathbf{f}(x)\|$ به ازای همه $x \in \mathbb{R}^n$ برآورده می شود.

$$\|\mathbf{f}(x)\| \geq \begin{cases} \mu\|x\|, & \text{if } \|x\| < \rho \\ \mu\rho, & \text{if } \|x\| \geq \rho, \end{cases}$$

and

$$\|\mathbf{f}(x)\| \leq \begin{cases} \|x\|, & \text{if } \|x\| < \rho \\ \sqrt{n}\rho, & \text{if } \|x\| \geq \rho. \end{cases}$$

-2-

-2- تابع $\mathbf{f}(x)^T x$ به ازای همه $x \in \mathbb{R}^n$ مطلوب است

$$f(x)^T x > \begin{cases} \mu \|x\|^2, & \text{if } \|x\| < \rho \\ \mu \rho \|x\|, & \text{if } \|x\| \geq \rho. \end{cases}$$

برخی توابع غیر خطی $f(x)$: برآورده کننده این خصوصیات به شکل زیر هستند

تابع سینوسی

$$f(x) = \begin{cases} \sin(x), & \text{if } |x| < \frac{\pi}{2} \\ 1, & \text{if } x \geq \frac{\pi}{2} \\ -1, & \text{if } x \leq -\frac{\pi}{2}. \end{cases}$$

تابع اشباع

$$f(x) = \begin{cases} +1, & \text{if } x > 1 \\ \text{sat}(x), & \text{if } x \in [-1, 1] \\ -1, & \text{if } x < -1. \end{cases}$$

همه این توابع، بر اساس قرار گیری عبارت انتگرال در S ، می‌تواند خصوصیات پایداری متفاوتی را از d_2 ایجاد کند. از این روی مانیفلود خطای کلی برای این توابع غیر خطی به شکل زیر است

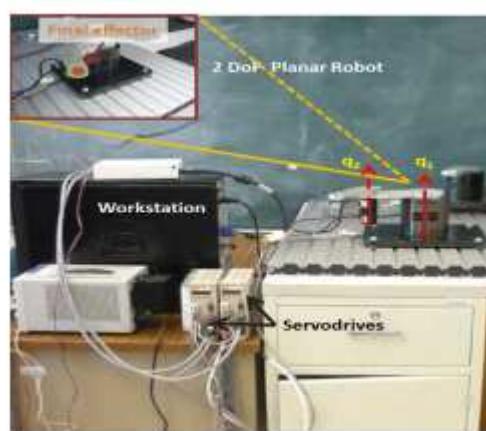


Fig. 5. Experimental setup (2-DOF robot arm).

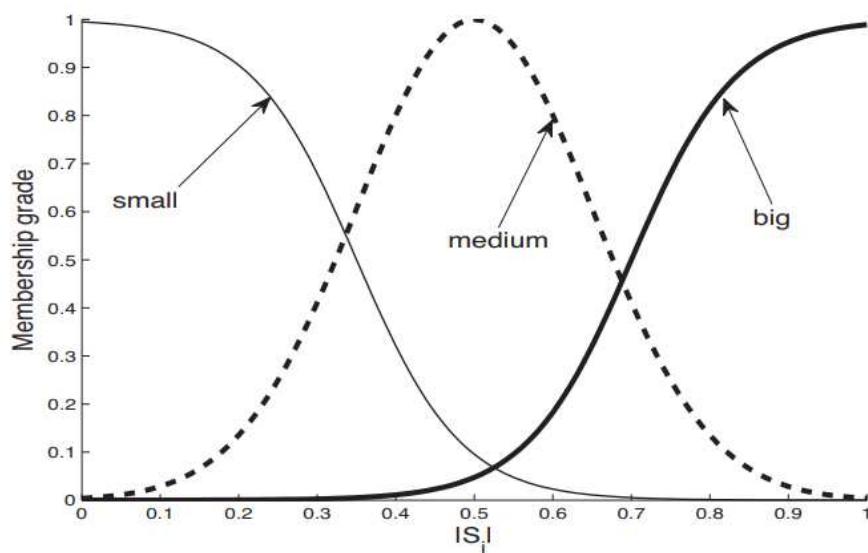
شکل 5

که $S_q = \Delta\dot{q} + \alpha\Delta q$ است. پر واضح است که استفاده از شکل انتگرال می‌توان ایجاد یک واکنش صحیح به ازای مقادیر کم لاندا کند

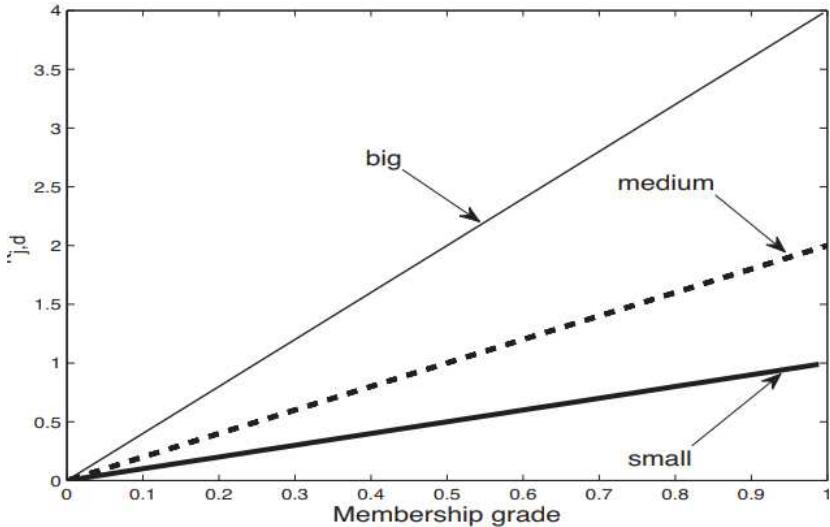
7- نتایج آزمایشی

1-7 پلاتفرم آزمایشی

اعتبار سنجی زمان واقعی بر روی یک ربات دینامیکی 2-DOF با موتور های مستقیم تحت حلقه سرو جریان کنترل شده دی جیتال در 2 کیلو هرتز قرار گرفت. یگ پردازش گر اینتل 2 گیگ در ویندوز سون به درون نرم افزار لابیف 7.1 با 4 گیگ رم داخلی برنامه نویسی شد. سپس دستورات زمان واقعی اجرا شدند که شامل استفاده از NI PCI-7041/6040E RT برای تقویت نمونه برداری ثابت 1ms بود. سیستم در اولین مرحله تست شد یعنی نتایج برای ازمایشات بر اساس تغوری بدون تلاش زیاد برای تعديل بهترین عملکرد ارایه شدند ولی در اینجا بر اساس قضیه و فرض 1 است.



شکل 6



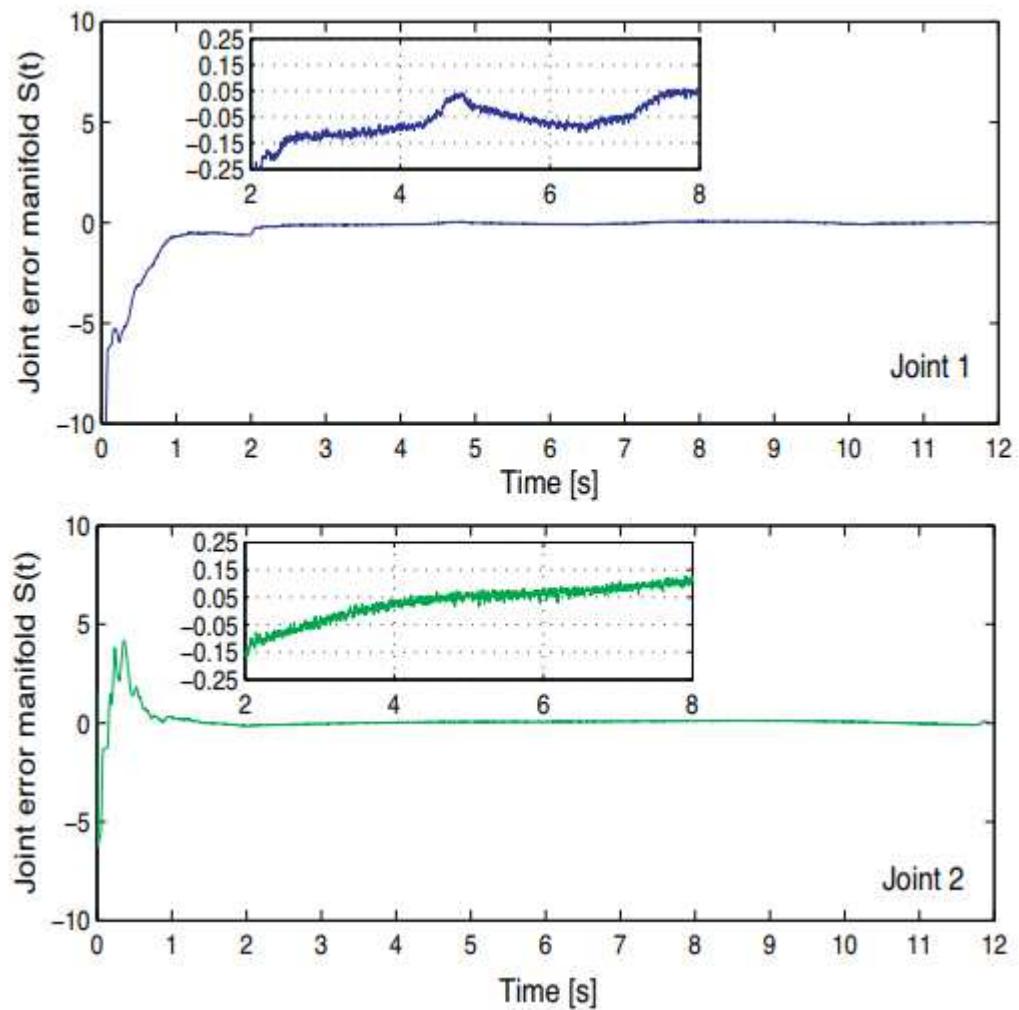
شکل 7

2-7 پارامتر ها و موتور فازی

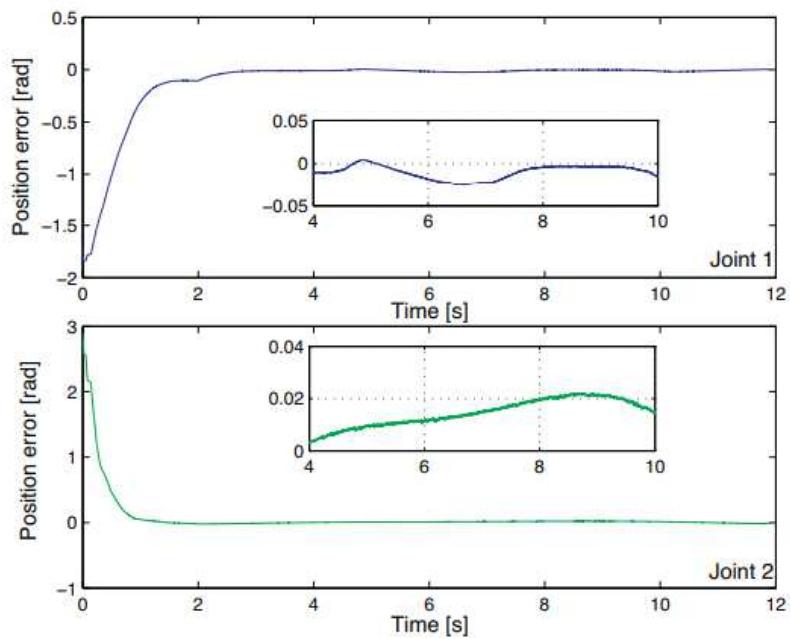
با در نظر گرفتن بحث فوق، به خصوص بخش 6، اکنون به تعریف مجموعه ای از قوانین مناسب اگر آنگاه برای بازوی ربات با درجه ازدی 2 می پردازیم

RULE 1:	IF S_j IS <i>b</i> (Big joint error manifold)	THEN $k_{j,d1} = \beta_{j,1} \mu_{A_{j,1}}$, (Small K_d value)
RULE 2:	IF S_j IS <i>m</i> (Medium joint error manifold)	THEN $k_{j,d2} = \beta_{j,2} \mu_{A_{j,2}}$, (Medium K_d value)
RULE 3:	IF S_j IS <i>s</i> (Small joint error manifold)	THEN $k_{j,d3} = \beta_{j,3} \mu_{A_{j,3}}$, (Big K_d value)

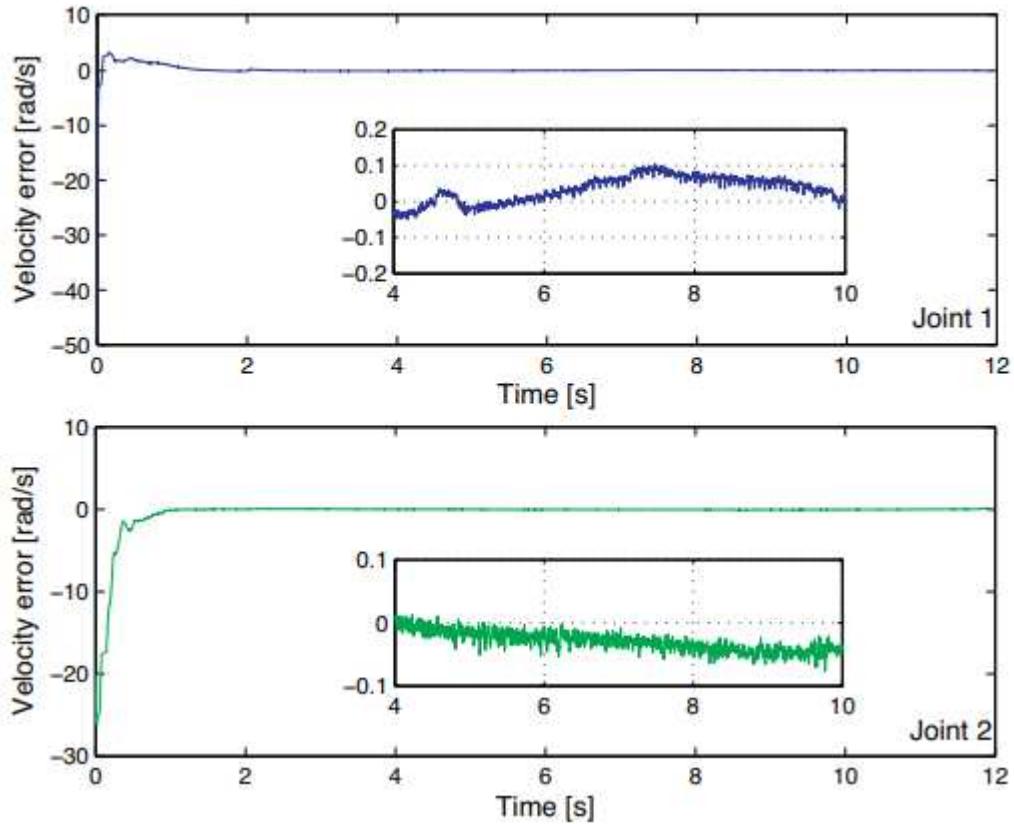
این را می توان به ازای لینک $j=1,2$ انجام داد. پارامتر های $b-m-s$ به معنی سطوح زبانی بزرگ، متوسط و کوچک هستند. بر اساس ملاحظات مربوط به سطح خطای کوچک زمانی که $|S| < 1$ باشد، توابع عضویت بستگی به سه سطح زمانی به ازای هر مفصل دارند که در شکل 6 در مورد آن ها گفته شده است. بعد از پردازش همه قواعد، خروجی $\hat{K}_d = \text{diag}(\hat{K}_{d1}, \hat{K}_{d2})$ بر اساس اثرات خطی متناظر به ازای هر لینگ با استفاده از فازی زدایی محاسبه می شود. شرایط پارامتر های خطی \hat{K}_d در اختیار می گذارد.



شكل 8



شكل 9



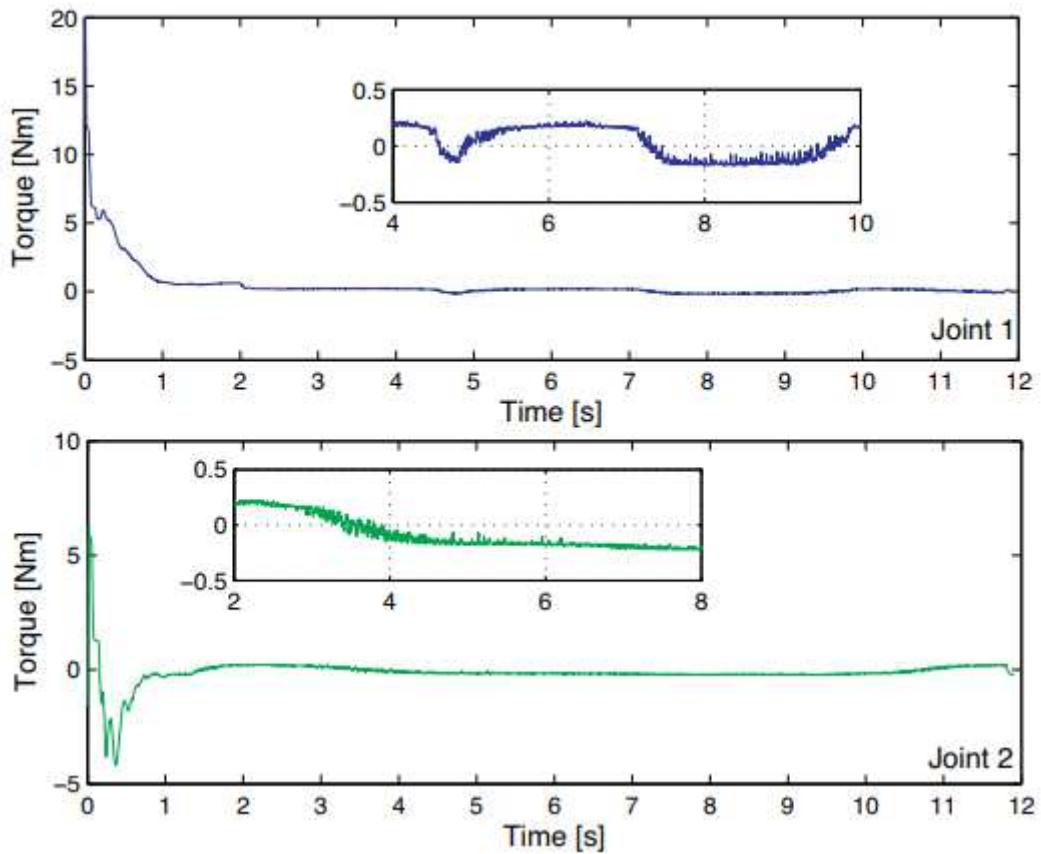
شکل 10

- به منظور بررسی فرایند فازی شهودی و انتخاب پارامتر های مناسب، بایستی به بررسی چگونگی گین های پی ای دی بپردازیم. با در نظر گرفتن این که $\hat{K}_I(t) = \hat{K}_d(t)K_i$, $\hat{K}_P(t) = \hat{K}_d(t)\alpha$, $\hat{K}_D(t) = \hat{K}_d(t)$ به صورت متناسب، مشتق و انTEGRال هستند، گین ها را به صورت زیر انتخاب می کنیم
- پارامتر بتا به صورت حاصل افزایشی در مورد چندین پارامتر α در نظر گرفته می شود و K_i با ناحیه Ω_{K_d} همگرا می شود که در عین حال، کران های بالا و پایین \hat{K}_d ایجاد می کند.
- انTEGRال برای کاهش خطای حالت ثابت استفاده شده و از این روی بر مجاورت و درون Ω_{K_d} اثر می گذارد. به منظور اجتناب از براورد بیش از مقدار واقعی زمانی که Δq بزرگ است، این عبارت باید در دامنه کوچک $0 < K_i < 0.5$.
- موجب افزایش خطای ناشی از حاصل $\hat{K}_I = \hat{K}_d(t)K_i$ می شود
- مقدار متناسب بر اساس ماکریمم کشتاور، بزرگ انتخاب می شود طور یکه در بخش 1-6، می توان که با افزایش آلفا، زمان تمرکز به قیمت افزایش ابر ضربه کاهش می یابد (از منطقه Ω_α به سمت Ω_{K_d}).

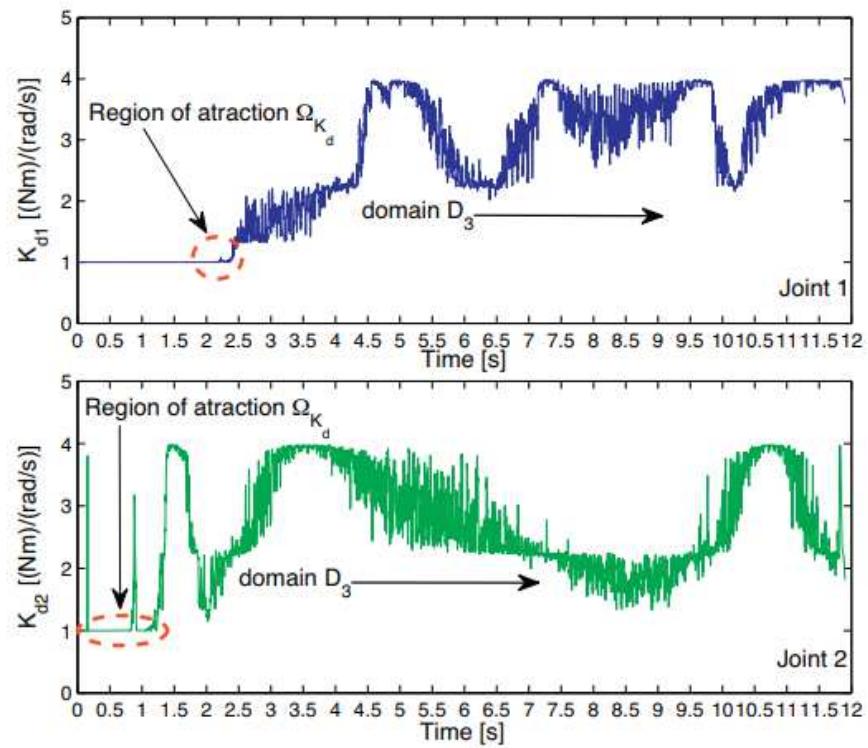
- پارامتر لاندا مربوط به یکنواختی پاسخ بخش انتگرال می باشد ولی افزایش آن منجر به ایجاد اثرات پیچشی می شود و به این طریق باید انتگراتور عددی را در نظر گرفت
- از این روی، پارامتر های بازخورد برای هر لینک به صورت $\alpha = diag(5, 7.5)$, $\lambda = diag(10, 10)$, $K_i = diag(0.2, 0.2)$ و $\beta_{j,1} = 1$ تعريف می شود. پارامتر های $\beta_{j,i}$ از اثرات خطی برای جی امین لینک به صورت $\beta_{i,2} = 2$, $\beta_{i,3} = 4$, $\beta_{i,4} = 7$ می باشند که در شکل 7 نشان داده شده است.

7.3 نتایج

اکنون نتایج آزمایشی را در نظر بگیرید که در آن داده ها مسیر نمایی نسبتاً صاف مورد انتظاری را درون مقیاس کمینه سیستم نشان می دهند. از شکل 8 می توان هم گرایی نمایی مانیفولد خطی مفصل را نشان داد که به پایداری نمایی قطب d2 و سپس قطب D3 وارد می شود. در نتیجه، شکل 9 خطی مسیر یابی نمایی را نشان می هد طوری که می توان مشاهده کرد که خطی مسیر یابی به صفر در دامنه تفیک پذیری حداقل پلاتفرم ازماشی وارد می شود. خطی سمیر یابی سرعت نمایی در شکل 10 نشان داده شده است. سیگنال ها در چارچوب بهترین دامنه دقت فیزکی کمینه با رمز گذار های دیجیتال 12 بیت و در دامنه دقت فیزیکی با در نظر گرفتن براورد سرعت لوانت قرار دارند. شکل 11، تغییرات یکنواخت کنترل گر ها و گشتاور های اعمال شده را برای هر نقطه نشان می دهند که در دامن مقدار مناسب بر اساس هر آستانه موتور قرار می گیرد. در نهایت در شکل 12، گین بازخورد متغیر زمانی $\hat{R}_d(t)$ به ازای هر مفصل قرار می گیرد که در آن می توان تغییرات قطب جذب را مشاهده کرد و این که وقتی ربات وارد دومین منطقه جذب Ω_{K_d} می شود، هرگز این مطنه را ترک نمی کند. از این روی نتایج آزمایشی مسیر یابی نمایی را نشان داده و با چارچوب نظری پیوستگی دارند.



شكل 11



شكل 12

7- بحث

فرض اصلی این طرح پی ای دی خود تنظیم این است که کاربر متخصص از کران های مجموعه خاصی از گین ها یا عملکرد متفاوت که فرض رایج در کنترل فازی است آگاهی دارد. سپس، این گین های ماکریم و مینیم به صورت مناسب در نظر گرفته می شود و سیستم به صورت خود کار، گین $\hat{K}_d(t)$ را تنظیم می کند طوری که تضمین کننده مسیر یابی نمایی است. وقتی این مسئله صادق نباشد، یعنی وقتی تنظیم برای گین حداقل کافی نباشد، سیستم به صورت GUUB خواهد بود (فرض 1)، پون بر اساس فرض حداقل گین دارین D0، ولی با این حال مسیر حاصل نمی شود (قضیه). در عمل، این تنظیم به صورت انلاین با سرعت انتشار برای تقویت نقشه انشتاری از گشتاور ورودی به مانیفولد S استفاده می شود و وقتی که sQ موجود باشد، گین یا بهره انتگرال یک قطب پایداری کوچک تر D3 ایجاد می کند که به نوبه خود مستلزم ماکریم K_d کوچک تری است. آزمون و خطا برای بهبود آموزش کاربر و برای اطمینان از براورد شرط قضیه و تضمین پایداری نمایی و جایگزینی برای کاربرد های عملی لازم و مفید است. مطالعات تفضیلی رویکرد پیشنهادی، از طریق شبیه سازی و آزمایشات زمان واقعی، با توجه به کنترل گر پی ای دی و در نظر گرفتن ساختار های شبه پی ای دی در (29-38) ارایه شده اند.

8- نتیجه گیری

مسئله مهم ردیابی و مسیر یابی در بازو های روابطیک در حوزه کنترل پی ای دی با گین های بازخورد غیر ثابت مطالعه شده است. کنترل گر خود تنظیم برای حفظ ساختار منحصر به فرد پی ای دی با توانایی مسیر یابی منابع با تنظیم گین و بهره سرعت انتشار با استفاده از قواعد دانش محور پیشنهاد می شود در نتیجه استفاده از آن در کنترل گر های فازی محور امری عادی است با این فرض که کاربر از کران های گین های بازخورد بر اساس برخی خصوصیات آگاه است. نقش گین خود تنظیم تقویت قابلیت انتشار غالب بر دینامیک رباتی مجھول بوده و از این روی یک تعادل نمایی منحصر به فرد در مسیر های مطلوب و هموار حاصل می شود. دیگر طرح های شبه پی ای دی را می توان استفاده کرد که قبل از بحث شد آن ها می توانند متريک ها یا شاخص های عملکردی متفاوتی را در اختیار بگذارند. اين خود ساختار کنترل عملی و انعطاف پذير را فراهم می کند که در آن تجربه انسان و کاربر را می توان در حلقه بسته کنترل قرار داد. مطالعه آزمایشي نشان دهنده

امکان سنجی استفاده از طرح فوق است که خصوصیات منحصر به فرد آن سهولت استفاده و تنظیم است. در نهایت لازم به تاکید است که برای یک بازوی روباتی خاص، وقتی که فرایند تنظیم انجام شد، نیازی به تعديل و تنظیم مجدد به دلیل الگوریتم هوشمند خود تنظیم نیست. برای کاربرد های صنعتی، وقتی کنترل گر تنظیم شد، مجموعه ای از وظایف مسیر یابی را می توان در محل کار روبات انجام داد. از این روی، ربات صنعتی به طور مستقیم توسط کارخانه تنظیم شده و از فرایند تنظیم با کاربر در کف صنعتی اجتناب می شود.



این مقاله، از سری مقالات ترجمه شده رایگان سایت ترجمه فا میباشد که با فرمت PDF در اختیار شما عزیزان قرار گرفته است. در صورت تمایل میتوانید با کلیک بر روی دکمه های زیر از سایر مقالات نیز استفاده نمایید:

✓ لیست مقالات ترجمه شده

✓ لیست مقالات ترجمه شده رایگان

✓ لیست جدیدترین مقالات انگلیسی ISI

سایت ترجمه فا؛ مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده از نشریات معترض خارجی