کنترل تراستر موتورهای بدون جاروبک BLDC به‌وسیله کنترل فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر

حسام فلاح قویدل[۱] سید محمد موسوی گزافرودی[۲] روزبه اسد[۳]

۱-دانشجوی دکتری- مهندسی کنترل و سیگنالینگ - دانشگاه علم و صنعت ایران – تهران -ایران
hesam.fg@gmail.com

۲- استادیار- مهندسی کنترل و سیگنالینگ - دانشگاه علم و صنعت ایران – تهران -ایران
sm_mousavi@iust.ac.ir

۳- استادیار- مهندسی کنترل و سیگنالینگ - دانشگاه علم و صنعت ایران – تهران -ایران
asad@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک مدل دینامیکی برای سیستم موتورهای بدون جاروبک جریان مستقیم ارائه شده است، که با استفاده از کنترل کننده فازی تطبیفی مقاوم مبتنی بر رویتگر کنترل می‌شود. روش کنترلی پیشنهادی از مدل دقیق گشتاور استفاده می‌کند که بسیار موثرتر از روش‌های مرسوم است. طرح پیشنهادی بسیار ساده، دقیق و مقاوم می‌باشد و به‌وسیله آن می‌توان گشتاور، نیروی پیشران و سرعت پروانه موتور را کنترل نمود. بر اساس الگوریتم فازی تطبیقی، در این مقاله یک تخمینگر مبتنی بر رویتگر بکارگیری شده است که از یک تابع فیدبک خطا بعنوان ورودی سیستم فازی استفاده می‌کند تا بطور تطبیقی اثر اغتشاش خارجی و همچنین عدم قطعیت‌های ناشناس را جبران کند. گرچه در این طرح پیشنهادی عدم قطعیت‌ها محدود فرض می‌شوند، اما نیاز به شناخت این محدودیت‌ها نمی باشد. به‌وسیله یک کنترل مقاوم H_∞ خطای ماندگار به سمت یک مسیر مطلوب کاهش می‌یابد و همچنین تاثیر خطاهای مربوط به تقریب سیستم فازی و رویتگر را تقلیل دهد. این روش پایداری سیستم حلقه بسته را بر اساس شرایط اکیداً حقیقی مثبت و تئوری لیاپانوف تضمین می‌کند. نهایتاً در نتایج شبیه سازی، برای نشان دادن تاثیر و کارایی تکنیک پیشنهادی، سیستم یک تراستر موتور بدون جاروبک مورد بحث قرار گرفته است.

واژه‌های کلیدی: دینامیک موتور بدون جاروبک، کنترل گشتاور، کنترل نیروی پیشران، فازی تطبیقی مقاوم، رویتگر

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۸/۹/۱۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۰۲/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۲/۲۳

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر سید محمد موسوی گزافرودی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران–رسالت- خیابان دانشگاه - دانشگاه علم و صنعت ایران

۱- مقدمه

موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک امروزه در شکل‌ها، اندازه‌ها، و توانایی‌های متفاوتی ساخته می‌شوند، بعنوان مثال؛ در رباتیک، زیردریایی‌ها، کمپرسور فیولسل‌ها و غیره. پایدارسازی این موتورها بخش مهمی از کنترل آنها است. درواقع به علت وجود عدم قطعیت‌ها و همچنین اغتشاشات خارجی، طراحی و بکارگیری یک طرح کنترلی مناسب و مقاوم همواره مورد بحث و مطالعه محققان بوده است.

اخیراً بررسی‌های متنوعی برای این نوع از موتورها بکارگیری شده است، بعنوان مثال؛ یک روش مقاوم مبتنی بر رویتگر برای کنترل جریان موتور ربات‌های دو محور [۱۱]، تشخیص عیب لنگی روتور موتور بدون جاروبک جریان مستقیم(BLDC) در شرایط کاری غیرایستا با استفاده از روش تحلیل مرتبه [۲]، کنترل گشتاور درایو موتور [۳]، کنترل عصبی مبتنی بر الگوریتم بهینه برای تراستر موتورها[۴]، بهبود پرواز در کوادروتورها با استفاده از موتور جریان مستقیم [۵]، کنترل سرعت حلقه بسته برای موتور بدون جاروبک [۶].

در طرح‌های کنترلی معمول [۵-۷]، نیروی پیشران (تراست) بطور مستقیم با جریان و ولتاژ متناسب است. مهم‌ترین مشکل این طرح این است که بخشی از دینامیک موتور که مربوط به محاسبه گشتاور می‌باشد حذف می‌شود [۸]، برای حل این مشکل، در این مقاله مدل دینامیکی دقیقی از موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک ارائه می‌گردد.

کنترل‌کننده‌های مبتنی بر سیستم فازی بعلت اینکه به مدل دقیق سیستم نیاز ندارند، کاربردهای متنوعی در صنعت دارند. ونگ برای نخستین‌بار یک کنترل‌کننده فازی تطبیقی جامع مبتنی بر خطاهای سیستم ارائه کرد [۹]. امروزه ترکیب کنترل تطبیقی و سیستم فازی یک روش معمول و قدرتمند برای طراحی کنترل کننده‌ها است و علاوه‌بر آن می‌تواند برعدم قطعیت‌های سیستم نیز غلبه کرد [۱۰].

برای جبران عدم قطعیت‌های موتور جریان مستقیم بدونجاروبک، در این مقاله یک کنترل فازی تطبیقی پیشنهاد میگردد. درحالت کلی دو نوع کنترل کننده فازی تطبیقی مرسوم است [۸-۱۰]؛ کنترل فازی تطبیقی مستقیم و کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم. در روش غیرمستقیم، دینامیک ناشناخته سیستم تخمین زده می‌شوند و کنترل کننده‌ای براساس این تخمین طراحی می‌گردد. در روش مستقیم، ورودی کنترلی سیستم بطور مستقیم تخمین زده می‌شود. معمولاً در روش‌های کنترل مبتنی بر فازی تطبیقی، از یک جبران کننده مقاوم نیز استفاده می‌شود. در این مقاله از روشکنترل مقاوم H_∞ استفاده شده است.

در روش‌های معمول، سیستم‌های فازی از متغیرهای حالت سیستم بعنوان ورودی فازی استفاده می‌کنند. در این حالت امکان آن وجود دارد که سیستم فازی به تابع تحت تخمین خود همگرا نشوند. با توجه به راهکار ارائه شده در [۱۱-۱۳]، در این مقاله ورودی‌های سیستم فازی می‌توانند تابع از خطاهای موتور باشد. در این طرح علاوه برکاهش دادن تعداد قواعد سیستم فازی، از بهبود عملکرد آن نیز بهره‌مند می‌شویم.

درعمل، تمام متغیرهای حالت یک موتور جریان مستقیم بدونجاروبکقابل اندازه‌گیری نمی‌باشد، بخصوص زمانیکه حالات سیستم تحت تاثیر نویز قرار می‌گیرند. یک روش برای حل این مشکل بکارگیری کنترل‌کننده‌ای مبتنی بر رویتگر حالت است. در روش مبتنی بر رویتگر معمولاً پایداری سیستم حلقه بسته بر اساس شرایط اکیداً حقیقی مثبت و تئوری لیاپانوف طرحیست که مورد علاقه اکثر محققان بوده است [۱۱-۲۱]. اما تعداد زیادی از این روش‌ها ایراداتی دارند که از مقاله ای به مقالات دیگر انتشار یافته‌اند. از اینرو، نویسندگان در[۱۱-۱۴] به بررسی این معایب و ایرادات، و همچنین به ارائه یک راهکاری برای حل آن‌ها پرداخته‌اند. با توجه به توضیحات ارائه شده، در این مقاله ما به طراحی کنترل کننده فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر برای تراستر موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبک می‌پردازیم.

روش ارائه شده در این مقاله دارای مزایای مهمی می‌باشد، ازجمله:

۱. در این روش امکان کنترل دقیق سرعت، گشتاور و نیروی پیشران فراهم می‌باشد.
۲. یک مدل دینامیکی جدید برای تراستر موتورها ارائه می‌شود، بطوریکه شامل مدل دقیق از گشتاور و نیروی پیشران می‌باشد.
۳. در روش پیشنهادی، برای کنترل گشتاور و نیروی پیشران نیازی به سنسور جداگانه نیست و تنها از سنسور سرعت استفاده می‌نماییم. به‌وسیله این طرح در هزینه‌های مربوط به پیاده‌سازی روش کنترلی هم صرفه جویی خواهد شد.
۴. به منظور کاهش قواعد سیستم فازی و همچنین افزایش دقت و عملکرد سیستم کنترلی، از یک تابع خطای سیستم کنترلی بعنوان ورودی سیستم فازی استفاده می‌شود.
۵. براساس روش پیشنهادی در [۱۱-۱۴]، یک کنترل‌کننده مقاوم مبتنی بر رویتگر برای تراستر موتور جریان مستقیم ارائه می‌شود. این روش بسیار ساده و دقیق است. به‌وسیله طرح پیشنهادی می‌توان اثر نویز را در خروجی سیستم کاهش داد و تخمین دقیقی از گشتاور و نیروی پیشران بدست آورد. مسئله اساسی در استفاده از این روش، تخمین حالات سیستم با استفاده از رویتگر حالت در حضور نویز می‌باشد.

۲- مدل دینامیکی تراستر موتورهای بدون جاروبک

در این بخش به بررسی دینامیک موتورهای جریان مستقیم بدون جاروبکمی‌پردازیم. شکل ۱ شمای کلی یک موتور BLDC را به همراه اینورتر نشان می‌دهد و مدل دینامیکی آن می‌تواند بصورت زیر توصیف

گردد [۸]. برای آشنایی بیشتر با نحوه عملکرد اینورترهای این نوع از موتور می‌توان به [۶]مراجعه کرد.

$$\begin{cases} I = k_t^{-1}\left(J\dot{\Omega} + k_f\Omega + Q\right) \\ V = L\dot{I} + RI + k_e\Omega \end{cases} \quad (۱)$$

که V، I، R، Ω و Q به ترتیب جریان، مقاومت، اندوکتانس، سرعت چرخشی و گشتاور شفت موتور می‌باشند. همچنین k_t، k_f، k_e و L به ترتیب ثابت گشتاور موتور، ثابت اصطکاک، ثابت میدان الکترومغناطیسی و ضریب لختی هستند.

بر اساس [۲۲] می‌توانیم معادلات زیر را برای گشتاور و نیروی پیشران لحاظ کنیم:

$$Q = c_q\Omega|\Omega| + c_{qo}\dot{\Omega} \quad (۲)$$

$$T = c_t\Omega|\Omega| + c_{to}\dot{\Omega} \quad (۳)$$

$$Q = c_{tq}T \quad (۴)$$

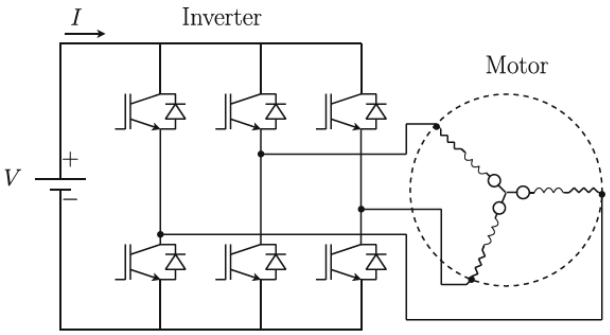
که T نیروی پیشران موتور می‌باشد. همچنین c_q، c_{qo}، c_t، c_{to} و c_{tq} ثابت‌هایی هستند که با آزمایش و سعی و خطا بدست می‌آیند:

$$c_q = \begin{cases} c_{qf} & \text{نیروی گشتاور مستقیم} \\ c_{qr} & \text{نیروی گشتاور معکوس} \end{cases} \quad (۵)$$

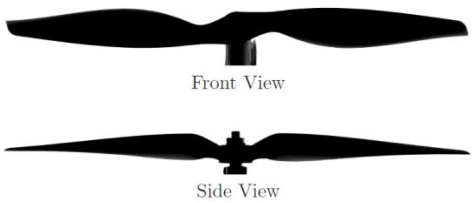
$$c_{qo} = \begin{cases} c_{qof} & \text{نیروی گشتاور مستقیم} \\ c_{qor} & \text{نیروی گشتاور معکوس} \end{cases} \quad (۶)$$

$$c_t = \begin{cases} c_{tf} & \text{نیروی پیشران مستقیم} \\ c_{tr} & \text{نیروی پیشران معکوس} \end{cases} \quad (۷)$$

$$c_{to} = \begin{cases} c_{tof} & \text{نیروی پیشران مستقیم} \\ c_{tor} & \text{نیروی پیشران معکوس} \end{cases} \quad (۸)$$



شکل (۱): مدار اینورترمنبع ولتاژ



شکل (۲): شمای جلو و کناری پروانه یک تراستر موتور

درحقیقت، درحالت مستقیم $\Omega > 0$ و درحالت عکس $\Omega < 0$ می‌باشد. علت این امر شکل و نحوه ساخت پروانه تراستر موتورها است. شکل ۲ نمای جلو و کناری آن را نشان می‌دهد [۲۳].

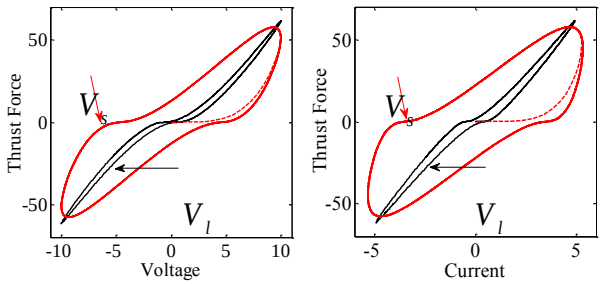
توجه ۱. در بسیاری از مقالات [۲۴-۵،۲۶-۷] فرض شده است که جریان موتور ضریبی از گشتاور یا نیروی پیشران موتور است ($T \propto I$)، بوضوح مشخص استاین فرضیات بر صحت و دقت تخمین تاثیر زیادی می‌گذارد. همچنین فرض می‌شود که نیروی پیشران ضریبی از ولتاژ موتور است ($T \propto V$ و $T \propto V|V|$). صحت این معالات در [۸] مورد بررسی قرار گرفته است و مشخص می‌شود که دقت این فرضیات تنها با تغییر نوسانات ورود کنترل کاهش پیدا می‌کند. شکل ۳ بیانگر این موضوع است و از ورودی‌های $V_l = 10\sin(t)$ و $V_s = 10\sin(10t)$ را برای صحت سنجی استفاده نموده است.

توجه ۲. با توجه به توضیحات بالا، تخمین سرعت Ω و خصوصاً شتاب $\dot{\Omega}$ برای تخمین معادلات (۲)-(۴) درحضور نویز کاملاً ضروری بنظر می‌رسد. از اینرو، بکارگیری یک روش مبتنی بر رویتگر ضروری به نظر می‌رسد.

معادله فضای حالت را می‌تواند بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = \dfrac{1}{1+c_{qo}}\left(-k_f\Omega - c_q\Omega|\Omega| + k_tI\right) + \partial_\Omega \\ \dot{I} = -\dfrac{R}{L}I - \dfrac{k_e}{L}\Omega + \dfrac{V}{L} + \partial_I \end{cases} \quad (۹)$$

که ∂_Ω و ∂_I عدم قطعیت‌هایی هستند که ما در این مقاله بعنوان دینامیک مدل نشده لحاظ می‌شود.



شکل (۳): خروجی معادلات $T = c_I I$ و $T = c_V V$

۳- مدلسازی موتور و طرح اولیه کنترل

مدل (۱) را بصورت کلی زیر درنظر بگیرید:

$$\begin{cases} \dot{Z} = F(\mathbf{Z}, V) + D(t) \\ y = h(\mathbf{Z}) \end{cases} \quad (۱۰)$$

که $\mathbf{Z} = [\Omega, I]^T$ و $\mathbf{D}(t) = [\partial_\Omega, \partial_I]^T$.

این مقاله $h(\mathbf{Z})=\Omega$ است. حال بر اساس [۱۳-۱۱] داریم:

$$\mathbf{X}=[x,\dot{x}]^T=[h,Lh]^T \tag{۱۱}$$

درواقع در اینجا ورودی V در Lh ظاهر می‌شود:

$$\mathbf{X}=[\Omega,\dot{\Omega}]^T \tag{۱۲}$$

بنابراین مدل نهایی بصورت زیر طراحی می‌شود:

$$\begin{cases}\dot{x}=\dot{\Omega}\\ \ddot{x}=\ddot{\Omega}=f+gV+\partial\end{cases} \tag{۱۳}$$

که

$$f=a_1\Omega+a_2\Omega|\Omega|+a_3\dot{\Omega}+a_4\left(\dot{\Omega}|\Omega|+\Omega\dot{\Omega}\mathrm{sgn}(\Omega)\right)$$

$$\mathrm{g}=a_5$$

همچنین پارامترهای مدل طراحی شده برابر با مقادیر زیر تعریف می‌شوند:

$$a_1=-\frac{Rk_f+k_tk_e}{LJ+Lc_{qo}}$$

$$a_2=-\frac{Rc_q}{LJ+Lc_{qo}}$$

$$a_3=-\frac{Rc_{qo}+k_fL+RJ}{LJ+Lc_{qo}}$$

$$a_4=-\frac{c_q}{LJ+Lc_{qo}}$$

$$a_5=\frac{k_t}{LJ+Lc_{qo}}$$

توجه ۳. در مدل مذکور ما از عدم قطعیت ∂ بعنوان دینامیک مدل نشده استفاده کرده‌ایم تا دقت طراحی سیستم افزایش یابد. اما برای کنترل دقیق معادله موتور (۱۳) باید راهکاری برای مقابله با عدم قطعیت ∂ اتخاذ شود. در این مقاله ما از یک ترم فازی تطبیقی مقاوم برای مقابله و تخمین عدم قطعیت‌ها استفاده می‌کنیم.

در ادامه معادله (۱۳) می‌تواند بصورت زیر نوشته شود

$$\dot{\mathbf{\Omega}}=\mathbf{A\Omega}+\mathbf{B}(f+\mathrm{g}V+\partial)$$

$$\mathrm{Y}=\mathbf{C}^T\mathbf{\Omega} \tag{۱۴}$$

که

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}0&1\\0&0\end{bmatrix},\ \mathbf{B}=\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix},\ \mathbf{C}=\begin{bmatrix}1\\0\end{bmatrix},\ \mathbf{\Omega}=\begin{bmatrix}\Omega\\\dot{\Omega}\end{bmatrix} \tag{۱۵}$$

هدف از طراحی کنترل کننده این است که خروجی سیستم یعنی سرعت چرخشی Ω به سمت مسیر مطلوب Ω_d برود. بردار خطا بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$\mathbf{E}=\mathbf{\Omega}_d-\mathbf{\Omega}=\left[\Omega_d,\dot{\Omega}_d\right]^T-\left[\Omega,\dot{\Omega}\right]^T=\left[e,\dot{e}\right]^T \tag{۱۶}$$

اگر فرض شود که توابع f و g معلوم باشند و همچنین عدم قطعیت ∂ معلوم یا قابل صرف نظر باشد، درنتیجه می‌توان کنترل کننده ایده آلی بصورت(۱۶) تعریف کرد:

$$V=\mathrm{g}^{-1}\left(-f+\ddot{\Omega}_d+\mathbf{K}^T\mathbf{E}\right) \tag{۱۷}$$

که $\mathbf{K}=[k_1,k_2]^T$ طوری انتخاب می‌شوند که ریشه‌های چند جمله‌ای $\ddot{s}+k_2\dot{s}+k_1=0$ در سمت چپ محور مختصات باشد. علاوه براین، اگر Q_o و P_o ماتریس‌های مثبت معین باشند خواهیم داشت:

$$\left(\mathbf{A}-\mathbf{BK}^T\right)^T\mathbf{P_o}+\mathbf{P_o}\left(\mathbf{A}-\mathbf{BK}^T\right)=-\mathbf{Q_o} \tag{۱۸}$$

فرض 1. برای کنترل پذیری سیستم، بدون از دست دادن عمومیت فرض می‌شود که:

۱- ماتریس g معکوس پذیر باشد.

۲- عدم قطعیت ∂ نامعلوم ولی محدود باشد.

اما درعمل کنترل کننده ایده آل (۱۷) نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد زیرا نمی‌توان ازعدم قطعیت ∂ صرف نظر کرد. درنتیجه باید به دنبال راهکاری برای حل این مشکل گشت. در این مقاله، ما از سیستم فازی تطبیقی مقاوم برای مقابله با این عدم قطعیت‌ها بهره خواهیم برد

۴- سیستم فازی

در این بخش، سیستم فازی $\hat{\partial}$ طراحی طوری می‌شود که تخمینی از عدم قطعیت ∂ باشد.

درحالت کلی، قواعد اگر-آنگاه فازی که رفتار ورودی خروجی را شرح می‌دهد، می‌تواند بدین صورت تعریف گردد:

$$\text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \ldots \text{ and } x_n \text{ is } F_n^l \text{ THEN } y=\bar{y}^l \tag{۱۹}$$

که F_1^l مجموعه فازی، $\bar{y}^l$ یک مقدار ثابت $l=1,\ldots,M$ تعداد قواعد فازی و $\mathbf{X}=[x_1,\ldots,x_n]^T$ و y ، ورودی و خروجی‌های سیستم فازی هستند. درنتیجه خروجی سیستم فازی می‌تواند بصورت زیر تعریف شود:

$$y(\mathbf{X})=\frac{\sum_{l=1}^{M}\bar{y}^l\left[\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^l}(x_i)\right]}{\sum_{l=1}^{M}\left[\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^l}(x_i)\right]}=\boldsymbol{\theta}^T\xi(\mathbf{X}) \tag{۲۰}$$

که $\boldsymbol{\theta}=\left[\bar{y}^1,\ldots,\bar{y}^M\right]^T$ بردار توابع عضویت فازی خروجی با توابع عضویت $\mu_{F_i^l}$ است. همچنین بردار $\boldsymbol{\xi}(\mathbf{X})$ به اینصورت تعریف می‌شود:

$$\xi^l(\mathbf{X})=\frac{\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^{M}\left[\prod_{i=1}^{n}\mu_{F_i^l}(x_i)\right]} \tag{۲۱}$$

پارامترهای بهینه را نیز می‌توان بصورت زیر نوشت:

$$\boldsymbol{\theta}^* = \arg min_{\boldsymbol{\theta}\epsilon\Omega}\left[sup_{\mathbf{X}\epsilon \mathrm{R}^n} \left\| y\left(\mathbf{X}|\boldsymbol{\theta}\right) - y\left(\mathbf{X}\right)\right\|\right] \quad (۲۲)$$

بامحدودهمحدب:

$$\Omega = \left\{ \boldsymbol{\theta} : \underline{m} \le \left\|\boldsymbol{\theta}\right\| \le \bar{m} \right\} \quad (۲۳)$$

که $\bar{m}$ و $\underline{m}$ پارامترهای ثابت طراحی هستند. خطای تقریب حداقل نیز بدین شکل تعریف می‌شود:

$$\omega_o = y\left(\mathrm{X}|\boldsymbol{\theta}^*\right) - y\left(\mathbf{X}\right) \quad (۲۴)$$

توجه ۴. در [۱۴-۱۱]، نویسندگان یک تخمینگر فازی طراحی کرده‌اند که بجای استفاده از بردار حالت سیستم بعنوان ورودی‌های سیستم فازی، از تابع خطاهای سیستم استفاده نموده‌اند. در این مقاله، ما این روش را برای تراستر موتورهای بدون جاروبک توسعه خواهیم داد. مزایای مهم این طرح شامل موارد می‌باشد:

۱- با استفاده از این تکنیک، حساسیت کنترل کننده نسبت به خطا و ردیابی مسیر بیشتر می‌شود.

۲- به‌وسیله طرح پیشنهادی، تعداد قواعد فازی تا حد قابل توجهی کاهش می‌یابد.

۳- خطاهای ردیابی سیستم کنترل تا حد مطلوبی کاهش می‌یابد و دقت تخمین افزایش می‌یابد.

در این مقاله ما روش پیشنهادی در توجه ۴ را برای سیستم‌های موتور بدون جاروبک بسط می‌دهیم، بطوریکه ورودی سیستم فازی می‌تواند بصورت تابعی از خطاهای ردیابی سیستم نوشته شود. این تابع پیشنهادی بصورت $\Xi = \mathbf{K}^T\mathbf{E}$ است. بنابراین، قواعد اگر-آنگاه فازی بصورت زیر ساده می‌شود:

$$\text{IF } \Xi \text{ is } F^l \text{ THEN } \hat{\partial} = \bar{y}^l \ , \qquad \left(l = 1,2,\ldots,M_\Xi\right) \quad (۲۵)$$

که $\boldsymbol{\theta} = \left[\bar{y}^1,\ldots,\bar{y}^{M_\Xi}\right]^T$ و پارامترهای بهینه را نیز می‌توان بصورت زیر تعریف کرد:

$$\boldsymbol{\theta}^* = \arg min_{\boldsymbol{\theta}\epsilon\boldsymbol{\Omega}}\left[sup_{\Xi\epsilon\mathcal{R}\ ,\ \mathbf{X}\epsilon\mathcal{R}^n} \hat{\partial}\left(\Xi|\boldsymbol{\theta}\right) - \partial\right] \quad (۲۶)$$

تقریب حداقل فازی بدین شکل تعریف می‌شود:

$$\omega_1 = \hat{\partial}\left(\Xi|\boldsymbol{\theta}^*\right) - \partial \quad (۲۷)$$

توجه ۵. توجه شود که ورودی‌های سیستم فازی همچنین می‌توانند بصورت دو ورودی با دو سیگنال مجزای Ω و $\dot{\Omega}$نیز نوشته شود که البته در این حالت تعداد قوانین فازی چندین برابر می‌شود. در این مقاله ما از بررسی این طرح چشم پوشی می‌کنیم.

۵- کنترل فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر

طبق توجه ۲، کنترل تراستر موتور زمانی پیچیده تر می‌شود که تمام حالت‌های سیستم به دقت قابل اندازه گیری نباشند. بنابراین به یک کنترل کننده مبتنی بر رویتگر نیاز می‌شود.

توجه ۶. در [۱۴-۱۱]، نویسندگان یک طرح کنترلی مبتنی بر رویتگر ارائه کرده‌اند. مهمترین مزایای این طرح کنترلی می‌تواند شامل موارد زیر باشد:

۱- به مشکلات و ایرادهای موجود در طراحی‌های پیشین مورد بحث و بررسی قرار داده شده و راه حلی برای مقابله با آن‌ها ارائه شده است.

۲- در طراح مذکور این نیازی به پیش بینی ماتریس‌های $\mathbf{Q}$، $\mathbf{P}_o$، $\mathbf{Q}_o$، بردار $\mathbf{B}_s$ و همچنین فیلتر L نیست.

در این مقاله ما روش پیشنهادی در توجه ۶ را برای سیستم‌موتور جریان مستقیم بدون جاروبک بکار می‌گیریم.

خطا بورت زیر تعریف می‌شوند:

- بردار خطا $\mathbf{E} = \boldsymbol{\Omega}_d - \boldsymbol{\Omega} = \left[e, \dot{e}\right]^T$
- بردار تخمین خطا $\hat{\mathbf{E}} = \boldsymbol{\Omega}_d - \hat{\boldsymbol{\Omega}} = \left[\hat{e}, \dot{\hat{e}}\right]^T$
- خطای رویتگر $\tilde{\mathbf{E}} = \hat{\boldsymbol{\Omega}} - \boldsymbol{\Omega} = \left[\tilde{e}, \dot{\tilde{e}}\right]^T$

کنترل کننده فازی تطبیقی مقاوم مبتنی بر رویتگر بصورت معادله زیر پیشنهاد می‌شود:

$$V = \mathrm{g}^{-1}\left(-f\left(\hat{\boldsymbol{\Omega}}\right) + \ddot{\Omega}_d + \mathbf{K}^T\mathbf{E} - \hat{\partial} - u_s\right) \quad (۲۸)$$

که u_sکنترل مقاوم H_∞ می‌باشد تا سبب پایداری سیستم حلقه بسته شود. با جاگذاری معادله کنترل کننده (۲۸) در معادله موتور (۱۴) و پس از انجام برخی محاسبات ساده، معادله دینامیک خطای سیستم بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$\dot{\mathrm{E}} = \mathbf{AE} + \mathbf{K}^{\mathrm{T}}\mathbf{E} + \mathbf{B}\left(\tilde{\partial} + \mathrm{u_s}\right) \quad (۲۹)$$

که $\tilde{\partial} = \hat{\partial} - \partial$. رویتگر خطا از رابطه زیربدست می‌آید:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{E}}} = \left(\mathbf{A} - \mathbf{BK}^{\boldsymbol{T}}\right)\hat{\mathbf{E}} + \mathbf{K}_{\boldsymbol{c}}\tilde{e} \\ \hat{e} = \mathbf{C}^T\hat{\mathbf{E}} \\ \tilde{e} = e - \hat{e} = \mathbf{C}^T\tilde{\mathbf{E}} \end{cases} \quad (۳۰)$$

و $\mathbf{K}_{\boldsymbol{c}} = \left[k_{c1}, k_{c2}\right]^T$ طوری انتخاب می‌شود که ریشه‌های چند جمله‌ای $\mathbf{A}_{\mathbf{s}} = \mathbf{A} - \mathbf{K}_{\boldsymbol{c}}\mathbf{C}^{\boldsymbol{T}}$ هرویتز باشد. همچنین، معادله ریکاتی بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{A}_s^T\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{A}_s+\mathbf{Q}-\mathbf{P}\mathbf{B}\left(\frac{2}{\lambda}-\frac{1}{\rho^2}\right)\mathbf{B}^T\mathbf{P}=0 \qquad (۳۱)$$

بطوریکه $\lambda>0$ و همچنین $\mathbf{Q}$ و $\mathbf{P}$ ماتریس‌های مثبت معین باشند. سپس به‌وسیله انتخاب یک مقدار کوچک برای پارامتر تضعیف ρ، پایداری سیستم بر مبنای عملکرد H_∞ تضمین خواهد شد.

به‌وسیله (۲۹) و (۳۰) ، معادله دینامیک خطای رویتگر را می‌توان بصورت زیر تعریف کرد:

$$\begin{cases}\dot{\tilde{\mathbf{E}}}=\mathbf{A}_s\tilde{\mathbf{E}}+B\left(\tilde{\partial}+u_s\right)\\ \tilde{e}=\mathbf{C}^T\tilde{\mathbf{E}}\end{cases} \qquad (۳۲)$$

معادله (۳۲) را می‌تواند این‌چنین نوشت:

$$\tilde{e}=H(s)\left(\tilde{\partial}+u_s\right) \qquad (۳۳)$$

که

$$H(s)=\mathrm{C}^T\left(s\mathrm{I}_{2\times2}-\mathrm{A}_{si}\right)^{-1}\mathrm{B}=\frac{1}{s+k_{c1}\dot{s}+k_{c2}} \qquad (۳۴)$$

برای اینکه از شرایط اکیداً حقیقی مثبت در پایداری تابع لیاپانوف سیستم استفاده شود، معادله (۳۳) را می‌تواند این‌چنین بازنویسی کرد:

$$\tilde{e}=H(s)L(s)\left\{L(s)^{-1}\left(\tilde{\partial}+u_s\right)\right\} \qquad (۳۵)$$

و فیلتر $L(s)$ بگونه ای انتخاب می‌شود که $L(s)^{-1}$ یک تابع انتقال پایدار و $H(s)L(s)$ یک تابع اکیداً حقیقی مثبت باشد. در این مقاله $L(s)$ به این صورت تعریف خواهد شد:

$$L(s)=b_1s+b_2 \qquad (۳۶)$$

که $\mathbf{B}_s=\left[b_1,b_2\right]^T$ طوری انتخاب می‌شود که ریشه‌های چند جمله‌ای $L(s)$ در سمت چپ محور موهومی باشد.

درنتیجه، معادله دینامیک خطای رویتگر را می‌توان به این شکل بازنویسی کرد:

$$\begin{cases}\dot{\tilde{\mathbf{E}}}_s=\mathbf{A}_s\tilde{\mathbf{E}}_s+\mathbf{B}_sL^{-1}(s)\left\{\tilde{\partial}+u_s\right\}\\ \tilde{e}_s=\mathbf{C}_s^T\tilde{\mathbf{E}}_s\end{cases} \qquad (۳۷)$$

که $\tilde{\mathbf{E}}_s=\left[\tilde{e}_s,\dot{\tilde{e}}_s\right]^T$.

اما طراحی فیلتر $L(s)$، خود یک مشکل بزرگ برای طراحی یک کنترل کننده مناسب می‌باشد، مخصوصا برای سیستم‌های با مرتبه بالا . طراحی‌های متعددی برای برطرف کردن این مشکل وجود دارد که البته بسیاری از آن‌ها به نتایج مطلوبی ختم نمی‌شوند (برای جزئیات بیشتر مراجع[۱۴-۱۱]را ببینید).

ازطرفی دیگر، از رابطه (۳۷) بوضوح مشخص است که یک نسخه فیلتر شده $L^{-1}\left(\tilde{\partial}+u_s\right)$ وجود دارد و باعث بروز مشکلاتی در مشتق تابع لیاپانوف و همچنین اثبات پایداری خواهد شد. درنتیجه، معادله دینامیک خطای رویتگر را می‌توان مجدد به این شکل بازنویسی کرد:

$$\begin{cases}\dot{\tilde{\mathbf{E}}}_s=\mathbf{A}_s\tilde{\mathbf{E}}_s+\mathbf{B}_s\left(\tilde{\partial}+u_s+w_o\right)\\ \tilde{e}_s=\mathbf{C}_s^T\tilde{\mathbf{E}}_s\end{cases} \qquad (۳۸)$$

بطوریکه:

$$w_o=L^{-1}\left(\tilde{\partial}+u_s\right)-\left(\tilde{\partial}+u_s\right) \qquad (۳۹)$$

توجه شود که، در این مقاله فرض شده است که تمام حالت‌های سیستم در دسترس نباشند. درنتیجه تابع ورودی سیستم فازی را می‌توان بصورت $\hat{\Xi}=\mathbf{K}^T\hat{\mathbf{E}}$ نوشت. سپس سیستم فازی به این صورت باز نویسی می‌شود:

$$\hat{\partial}\left(\hat{\Xi}|\boldsymbol{\theta}\right)=\boldsymbol{\theta}^T\xi\left(\hat{\Xi}\right) \qquad (۴۰)$$

همچنین، خطای تقریب حداقل فازی بدین شکل تعریف می‌شود:

$$\omega=\hat{\partial}\left(\Xi|\theta^*\right)-\partial \qquad (۴۱)$$

درنهایت، دینامیک خطای رویتگر به این شکل بازنویسی می‌گردد:

$$\begin{cases}\dot{\tilde{\mathrm{E}}}_s=\mathrm{A}_s\tilde{\mathrm{E}}_s+\mathrm{B}_s\left(\theta^T\xi\left(\hat{\Xi}\right)+w+u_s\right)\\ \tilde{e}_s=\mathrm{C}_s^T\tilde{\mathrm{E}}_s\end{cases} \qquad (۴۲)$$

که $w=w_o+\omega$ و $\tilde{\boldsymbol{\theta}}=\boldsymbol{\theta}-\boldsymbol{\theta}^*$.

جمله مقاوم و قانونتطبیق به اینصورت تعریف می‌گردد:

$$u_s=-\frac{1}{\lambda}\mathbf{B}_s^T\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_s=-\frac{\tilde{e}_s}{\lambda} \qquad (۴۳)$$

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}=\gamma\left(\tilde{\mathbf{E}}_s^T\mathbf{P}\mathbf{B}_s\right)\xi\left(\hat{\Xi}\right)=\gamma\tilde{e}_s\xi\left(\hat{\Xi}\right) \qquad (۴۴)$$

همانطورکه مشاهده می‌شود، در این طراحی نیازی به ماتریس‌های $\mathbf{Q}$، $\mathbf{P}$، $\mathbf{Q}_o$، $\mathbf{P}_o$ و بردار $\mathbf{B}_s$ و همچنین فیلتر L نیست.

قضیه: معادله دینامیکی (۱۳) را در نظر گرفته می‌شود. سپس به‌وسیله کنترل کننده پیشنهادی (۲۸)، جمله مقاوم (۴۳) و قانون تطبیق (۴۴)، خطای سیستم حلقه بسته سیستم به سمت صفر همگرا خواهد شد.

اثبات قضیه: تابعلیاپانوفبه اینصورتپیشنهادمی‌گردد:

$$\mathrm{V}=\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^T\mathbf{P}_o\hat{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_s^T\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_s+\frac{1}{2\gamma}\tilde{\boldsymbol{\theta}}^T\tilde{\boldsymbol{\theta}} \qquad (۴۵)$$

بامشتق‌گیریاز رابطه V خواهیم داشت:

$$\dot{\mathrm{V}}=\frac{1}{2}\left\{\dot{\hat{\mathbf{E}}}^T\mathbf{P}_o\hat{\mathbf{E}}+\hat{\mathbf{E}}^T\mathbf{P}_o\dot{\hat{\mathbf{E}}}\right\}+\frac{1}{2}\left\{\dot{\tilde{\mathbf{E}}}_s^T\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_s+\tilde{\mathbf{E}}_s^T\mathbf{P}\dot{\tilde{\mathbf{E}}}_s\right\}+\frac{1}{\gamma}\tilde{\boldsymbol{\theta}}^T\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \qquad (۴۶)$$

سپس با جاگذاری معادلات خطا و پس از انجام برخی محاسبات ساده داریم:

$$\dot{V}=\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\left\{\left(\mathbf{A}-\mathbf{B}\mathbf{K}^{T}\right)^{T}\mathbf{P}_{o}+\mathbf{P}_{o}\left(\mathbf{A}-\mathbf{B}\mathbf{K}^{T}\right)\right\}\hat{\mathbf{E}}$$
$$+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{C}_{s}\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}+\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\left\{\mathbf{A}_{s}^{T}\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{A}_{s}\right\}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\left(w+u_{s}\right)+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\boldsymbol{\theta}^{T}\xi\left(\hat{\Xi}\right)+\frac{1}{\gamma}\tilde{\boldsymbol{\theta}}^{T}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \qquad (۴۷)$$

با استفاده ازمعادلات ریکاتی داریم:

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{C}_{s}\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}$$
$$+\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\left\{\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\left(\frac{2}{\lambda}-\frac{1}{\rho^{2}}\right)\mathbf{B}_{s}^{T}\boldsymbol{P}-\mathbf{Q}\right\}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\left(w+u_{s}\right)+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\boldsymbol{\theta}^{T}\xi\left(\hat{\Xi}\right)+\frac{1}{\gamma}\tilde{\boldsymbol{\theta}}^{T}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \qquad (۴۸)$$

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{C}_{s}\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\frac{1}{\lambda}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{B}_{s}^{T}\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_{s}-\frac{1}{2\rho^{2}}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{B}_{s}^{T}\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\left(w+u_{s}\right)+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\boldsymbol{\theta}^{T}\xi\left(\hat{\Xi}\right)+\frac{1}{\gamma}\tilde{\boldsymbol{\theta}}^{T}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \qquad (۴۹)$$

به‌وسیله قانون تطبیق (۴۴)، معادله بالا به این شکل نوشته می‌شود:

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\frac{1}{\lambda}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{B}_{s}^{T}\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_{s}-\frac{1}{2\rho^{2}}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{B}_{s}^{T}\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\left(w+u_{s}\right) \qquad (۵۰)$$

زیرا $\tilde{\boldsymbol{\theta}}^{T}\left(\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\xi\left(\hat{\Xi}\right)+\frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}}\right)=0$.

توجه ۷.دقت شود که در این مقاله $\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}$ می‌تواند یک بخش از عدم قطعیت w باشد. زیرا $\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{C}_{s}\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}=\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{K}_{c}^{T}\mathbf{P}_{o}\hat{\mathbf{E}}$. درنتیجه نیازی به یک ترم مقاوم اضافه برای جبران این عدم قطعیت نیست. درحالیکه، در[۱۸-۱۵]یک جمله مقاوم اضافی برای جبران این عدم قطعیت درنظر گرفته شده است.

حال با جاگذاری جمله مقاوم پیشنهادی u_s، معادلات به این شکل نوشته می‌شود:

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$-\frac{1}{2\rho^{2}}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}\mathbf{B}_{s}^{T}\mathbf{P}\tilde{\mathbf{E}}_{s}+\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}w \qquad (۵۱)$$

باتوجهبهمعادله بالامی‌توانوشت:

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{E}}_{s}$$
$$+\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\rho}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}-\rho w\right)^{T}\left(\frac{1}{\rho}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}-\rho w\right)$$
$$+\frac{1}{2}\rho^{2}\left(w^{T}w\right) \qquad (۵۲)$$

و سپس خواهیم داشت:

$$\dot{V}\le-\frac{1}{2}\hat{\mathbf{E}}^{T}\mathbf{Q}_{o}\hat{\mathbf{E}}-\frac{1}{2}\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{Q}\tilde{\mathbf{E}}_{s}+\frac{1}{2}\rho^{2}\left(w^{T}w\right) \qquad (۵۳)$$

زیرا

$$-\left((1/\rho)\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}-\rho w\right)^{T}\left((1/\rho)\tilde{\mathbf{E}}_{s}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{s}-\rho w\right)\le 0$$

معادله (۴۹) می‌تواند اینگونه نوشته شود:

$$\dot{V}\le-\frac{1}{2}\mathbb{E}^{T}\mathbb{Q}\mathbb{E}+\frac{1}{2}\rho^{2}\left(w^{T}w\right) \qquad (۵۴)$$

بطوریکه $\mathbb{E}=\left[\hat{\mathbf{E}},\tilde{\mathbf{E}}_{s}\right]^{T}$ و $\mathbb{Q}=diag\left[\mathbf{Q}_{o},\mathbf{Q}\right]$. به وضوح مشخص است که به‌وسیله انتخاب یک مقدار کوچک برای ضریب تضعیف ρ پایداری سیستم تضمین خواهد شد. سپس با انتگرال گیری از نامعادله (۵۴) خواهیم داشت:

$$\int_{0}^{T}\dot{V}(t)\le-\frac{1}{2}\int_{0}^{T}\|\mathbb{E}\|^{2}dt+\frac{1}{2}\rho^{2}\int_{0}^{T}\|w\|^{2}dt$$
$$2\left(V(T)-V(0)\right)\le-\int_{0}^{T}\|\mathbb{E}\|_{\mathbb{Q}}^{2}dt+\rho^{2}\int_{0}^{T}\|w\|^{2}dt$$
$$2V(T)+\int_{0}^{T}\|\mathbb{E}\|_{\mathbb{Q}}^{2}dt\le 2V(0)+\rho^{2}\int_{0}^{T}\|w\|^{2}dt \qquad (۵۵)$$

درنتیجه اگر $\int_{0}^{T}\|w\|^{2}$ محدود باشد، بنابراین $\int_{0}^{T}\|\mathbb{E}\|_{\mathbb{Q}}^{2}$ هم محدود است و نهایتاً خواهیم داشت:

$$\lim_{t\to\infty}\mathbb{E}=0\Rightarrow\begin{cases}\lim_{t\to\infty}\hat{\mathbf{E}}=0\\ \lim_{t\to\infty}\tilde{\mathbf{E}}_{s}=0\end{cases}\Rightarrow\lim_{t\to\infty}\mathbf{E}=0 \qquad (۵۶)$$

توجه ۸. برای اینکه تضمین کنیم پارامترهای فازی $\boldsymbol{\theta}$ همواره در محدوده مشخصی قرار می‌گیرند، می‌توان از یک الگوریتم ساده استفاده کرد، بطوریکه:

$$\boldsymbol{\theta}=\begin{cases}\int_{0}^{t}\dot{\boldsymbol{\theta}}d\tau+\boldsymbol{\theta}(0) & \underline{m}<\boldsymbol{\theta}<\bar{m}\\ \bar{m} & \boldsymbol{\theta}\ge\bar{m}\\ \underline{m} & \boldsymbol{\theta}\le\underline{m}\end{cases} \qquad (۵۷)$$

که $\bar{m}$ و $\underline{m}$ پارامترهای ثابتی هستند که به دست طراح پیش بینی می‌شوند. شکل ۴ دیاگرامبلوکی کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، کنترل کننده پیشنهادی (۲۴) بر روی یک موتور بدون جاروبک جریان مستقیم پیاده سازی می‌شود. همچنین مقاوم بودن این روش به‌وسیله عدم قطعیت‌های $\partial_{\Omega}=\partial_{I}=\sin(2t)$ بررسی

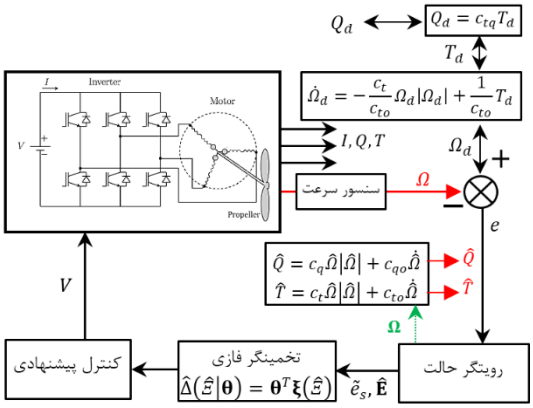
می‌گردد. برای سیستم فازی پنج تابع عضویت گوسی [۲۷] به شکل $\mu_l\left(\hat{\Xi}\right)=\exp\left[-\left(\left(\hat{\Xi}+c_l\right)/\sigma_l\right)^2\right]$ درنظر گرفته می‌شود، بطوریکه $l=1,\ldots,5$، $c_l=\{-1,-0.5,0,0.5,1\}$ و $\sigma_l=0.3$. همچنین شرایط اولیه پارامترهای فازی بطور تصادفی بین بازه 2 و 2- انتخاب شده اند، بطوریکه پارامترهای $\bar{m}_i$ و $\underline{m}_i$ بزرگ درنظر گرفته می‌شوند. پارامترهای کنترل کننده درجدول ۱ آورده شده است. همچنین پارامترهای مربوط به تراسترموتور در جدول ۲ ارائه گردیده است.

ردگیری و تخمینیروی گشتاور در شکل ۵ نشان داده شده اند و شکل ۶ نیز نیروی پیشران متناسب با آن را توصیف می‌کند. درواقع این دو شکل نیروهای مستقیم و معکوس تولید شده به‌وسیله تراستر هستند.همچنین شکل ۷ ردگیری و تخمین سرعت زاویه‌ای پره‌های تراستر موتور را نشان می‌دهد. شتاب زاویه‌ای و تخمین آن نیز در شکل ۸ آورده شده اند. نتایجشکل‌های مذکور حاکی از آن است که خطاهایردیابی و تخمین آن‌هادر ناحیه‌ای کوچک و قابل قبولو در نزدیکی نقطه صفر هستند. همچنین تاثیر مخرب نویز و چترینگ بطور قابل توجه‌ای کاهش یافته است.علاوه بر این، شکل ۹ ولتاژ و جریانی که باعث کنترل و عملکرد مطلوب سیستم می‌شود را نشان می‌دهد وشکل ۱۰ روابط بین سرعت موتور با نیروی پیشران را بیان می‌کند. همانطور که در شکل ۳ توضیح داده شد، منحنی مذکور بیانگر عملکرد پره‌های موتور در ایجاد نیروهای‌مستقیم و معکوس است.بر اساس این شبیه سازی می‌توان گفت که تخمین‌ها بخوبی انجام شده اند و تاثیر مخرب نویز بر روی آن‌ها ناچیز می‌باشد.

باتوجه به این نتایج می‌توان اذعان داشت که طرح کنترلی پیشنهادی این توانایی را داراست که عملکرد و قابلیت سیستم تحت کنترل را دربرابر نویز و عدم قطعیت‌ها حفظ نماید. بعبارتی تغییرات ناگهانی و عدم قطعیت‌ها باعث بوجود آمدن ناپایداری در سیستم کنترلی نمی‌شوند.

طرح کنترل پیشنهادی شامل مزایایی نظیر دقت، سادگی، پایداری و مقاوم بودن می‌باشد. درنهایت می‌توان گفت که بکارگیری همزمان از مزایای سیستم فازی بهینه شده، یک طرح کنترلی مبتنی بر رویتگر دقیق با یک کنترل مقاوم ساده، و درنهایت یک معادله دینامیکی مناسب شرایط را برای حصول عملکرد کنترلی مناسب فراهم می‌کند.

توجه ۹. شبیه سازی‌های متعددی برای طرح پیشنهادی انجام شد و تمامی نتایج بیانگر پایداری و مقاوم بودن سیستم براساس پارامترهای طراحی جدول ۱ می‌باشد. همچنین شبیه سازی‌هایی نیز برای سیستم فازی‌ای که از حالات سیستم بعنوان ورودی‌های فازی استفاده می‌کند انجام گرفت و نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب‌تر سیستم فازی پیشنهادی این مقاله را (سیستم فازی با تابع خطا بعنوان ورودی فازی) تصدیق می‌کند. درنتیجه از نمایش این نتایج، شبیه سازی‌ها، و مقایسه‌های آنها صرف نظر می‌شود و در اینجا تنها به ذکر نتایج حاصل از آن بسنده می‌شود.



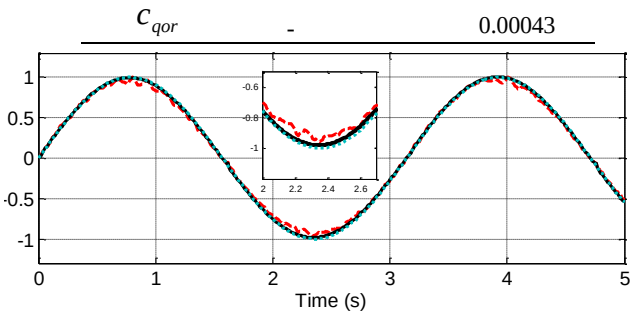
شکل (۴): دیاگرام بلوکی طرح کنترل پیشنهادی

جدول (۱): پارامترهای طراحی کنترل

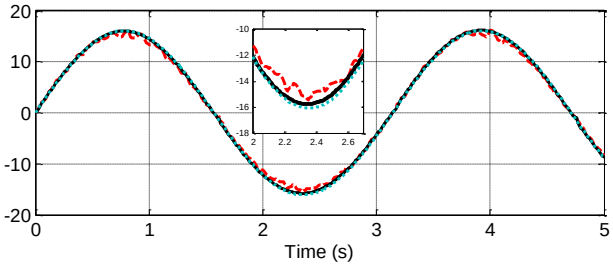
پارامترها	مقدار
γ	50
λ	0.000014
$\mathbf{K}_1=\mathbf{K}_2$	$[1,1]^T$
$\mathbf{K}_{c1}=\mathbf{K}_{c2}$	$[20,20]^T$
$\mathbf{Q}$, $\mathbf{P}$, $\mathbf{Q}_o$, $\mathbf{P}_o$, $\mathbf{B}_s$ and L	نیاز نیست

جدول (۲): پارامترهای طراحی ربات و موتور

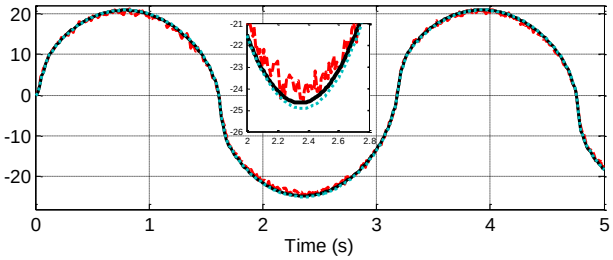
Parameter	Unit	Value
R	Ohm	1.2
L	$Henry$	0.01
k_t	$N.m/A$	1.27
k_e	$V.s/rad$	0.01086
k_f	$N.s$	0.06
J	$N.m.s^2/rad$	0.01
c_{tf}	-	0.0375
c_{qf}	-	0.00232
c_{tr}	-	0.02625
c_{qr}	-	0.00162
c_{tq}	-	0.0625
c_{tof}	-	0.01
c_{qof}	-	0.00062
c_{tor}	-	0.007



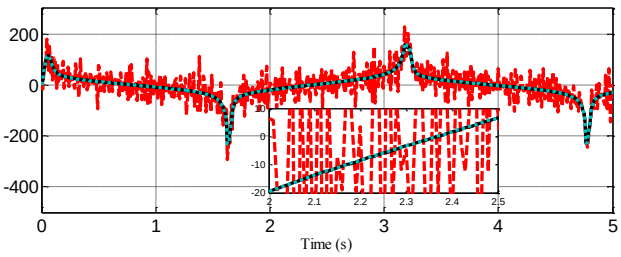
شکل (۵): گشتاور مرجع Q_d (نقطه چین)، گشتاور Q (خط چین) و تخمین گشتاور $\hat{Q}$ (ممتد)



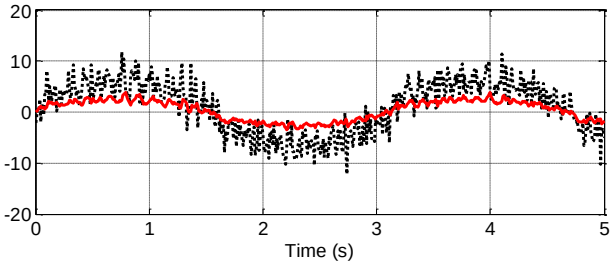
شکل (۶): پیشران مرجع T_d (نقطه چین)، پیشران T(خط چین) و تخمین پیشران $\hat{T}$ (ممتد)



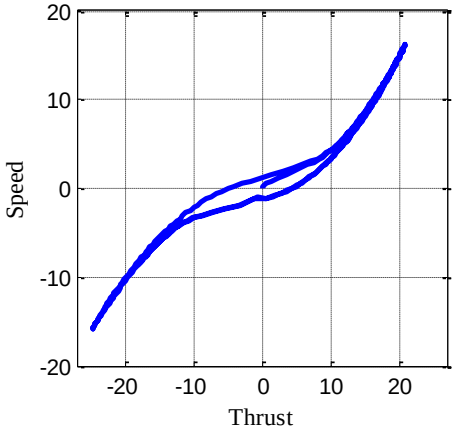
شکل (۷): سرعت مرجع Ω_d (نقطه چین)، سرعت Ω(خط چین) و تخمین سرعت $\hat{\Omega}$ (ممتد)



شکل (۸): شتاب مرجع $\dot{\Omega}_d$ (نقطه چین)، شتاب $\dot{\Omega}$ (خط چین) و تخمین شتاب $\hat{\Omega}$ (ممتد)



شکل (۹): ولتاژ موتور (نقطه چین) و جریان موتور(ممتد)



شکل (۱۰): نیروی پیشران پروانه در مقابل سرعت زاویه ای

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مدل دینامیکی ساده و دقیق برای تراسترموتورهای بدون جاروبک جریان مستقیم طراحی شده است، بطوریکه مدل دقیق گشتاور در آن لحاظ شده تا خروجی دقیقی از سیستم ارائه دهد. یک کنترل کننده فازی تطبیقی مبتنی بر رویتگر نیز برای کنترل این مدل دینامیکی درنظر گرفته شده است که درواقع بطور همزمان قابلیت کنترل سرعت، گشتاور و نیروی پیشران را دارد. مسئله اساسی در استفاده از این روش، تخمین حالات سیستم با استفاده از رویتگر حالت در حضور نویز می‌باشد. به‌وسیله این طرح کنترلی می‌توان بر عدم قطعیت‌های نامعلوم سیستم غلبه کرد و همچنین عملکرد سیستم کنترل را در میان نویز و عدم قطعیت‌ها حفظ نمود. سیستم فازی پیشنهادی در این مقاله از تابع فیدبک خطا بهره می‌برد که علاوه بر کاهش قوانین سیستم فازی سبب بهبود عملکرد این سیستم کنترلی نیز می‌شود. طرح پیشنهادی در این مقاله بسیار ساده، موثر و مقاوم بوده و علاوه بر کاهش محاسبات، می‌تواند باعث کاهش هزینه‌های مربوط به پیاده‌سازی عملی آن نیز بشود. نتایج شبیه سازی نیز به‌وضوح تاثیر و عملکرد مناسب این طرح کنترلی را نشان می‌دهند. علاوه‌براین، چترینگ و خطاهای ردیابی سیستم تا حد قابل قبولی کاهش یافته و عملکرد ردیابی بسیار مطلوب می‌باشد.

مراجع

[1] Ghavidel H.F., Kalat A.A., Ghorbani V., "Observer-Based Robust Adaptive Fuzzy Approach for Current Control of Robot Manipulators by Estimation of Uncertainties," Modares Mech. Eng., vol. 17, no. 6, pp. 286–294, 2017.

[2] Subramanian A.N., Vasudevan. K., Atmanand M.A., Ramadass G.A., "Novel Methodology for Sensorless Control of Three Phase Variable Inductance BLDC Motor Driven Thruster for Under Water Applications," in 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2018, pp. 1–5.

[3] Masmoudi M., El Badsi B., Masmoudi A., "Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives with Improved Reliability," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 6, pp. 3744–3753, 2014.

[4] Aghashabani M, Milimonfared J, Kashefi Kaviani A, Ashabani M. A Neural Network-PSO Based Control for Brushless DC Motors for Minimizing Commutation Torque Ripple. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2010; 7 (2) :15-22.

[5] Sanchez A., Carrillo L.R.G., Rondon E., Lozano R., Garcia O., "Hovering Flight Improvement of a Quad-Rotor Mini UAV Using Brushless DC Motors," J. Intell. Robot. Syst., vol. 61, no. 1–4, pp. 85–101, 2011.

[6] Chan H.L., Woo K.T., "Closed Loop Speed Control of Miniature Brushless DC Motors," J. Autom. Control Eng., vol. 3, no. 4, 2015.

[7] Smallwood D.A., Whitcomb LL., "Model-Based Dynamic Positioning of Underwater Robotic Vehicles: Theory and Experiment," IEEE J. Ocean. Eng., vol. 29, no. 1, pp. 169–186, 2004.

[8] Ghavidel H.F., Kalat A.A., "Robust Control for MIMO Hybrid Dynamical System of Underwater Vehicles by Composite Adaptive Fuzzy Estimation of Uncertainties," Nonlinear Dyn., vol. 89, no. 4, pp. 2347–2365, 2017.

[9] Ghavidel H.F., Kalat A.A., "Synchronization Adaptive Fuzzy Gain Scheduling PID Controller for A Class of MIMO Nonlinear Systems," Int. J. Uncertainty, Fuzziness Knowledge-Based Syst.,vol. 27, no. 4, pp. 515–535,2019.

[10] Ghavidel H.F., Kalat A.A., "Robust Composite Adaptive Fuzzy Identification Control of Uncertain MIMO Nonlinear Systems in the Presence of Input Saturation," Arab. J. Sci. Eng., vol. 42, no. 12, pp. 5045–5058, 2017.

[11] Ghavidel H.F., "Robust Control of Large-Scale Nonlinear Systems by A Hybrid Adaptive Fuzzy Observer Design with Input Saturation," Soft Comput., vol. 22, no. 19, pp. 6473–6487, 2018.

[12]Ghavidel H.F., Kalat A.A., "Observer-Based Hybrid Adaptive Fuzzy Control for Affine and Nonaffine Uncertain Nonlinear Systems," Neural Comput. Appl., vol. 30, no. 4, pp. 1187–1202, 2018.

[13] Ghavidel H.F., "A Modeling Error-Based Adaptive Fuzzy Observer Approach with Input Saturation Analysis for Robust Control of Affine and Non-Affine Systems," Soft Comput., pp. 1–19.

[14] Ghavidel H.F., Kalat A.A., "Observer-Based Robust Composite Adaptive Fuzzy Control by Uncertainty Estimation for A Class of Nonlinear Systems," Neurocomputing, vol. 230, no. 22, pp. 100–109, 2017.

[15] Arefi M.M., Jahed-Motlagh M.R., "Observer-Based Adaptive Neural Control of Uncertain MIMO Nonlinear Systems with Unknown Control Direction," Int. J. Adapt. Control Signal Process., vol. 27, no. 9, pp. 741–754, 2013.

[16] Kang Q., Wang W., "Adaptive Fuzzy Controller Design for A Class of Uncertain Nonlinear MIMO Systems," Nonlinear Dyn., vol. 59, no. 4, pp. 579–591, 2010.

[17] Rigatos G.G., "A Differential Flatness Theory Approach to Observer-Based Adaptive Fuzzy Control of MIMO Nonlinear Dynamical Systems," Nonlinear Dyn., vol. 76, no. 2, pp. 1335–1354, 2014.

[18] Tong S., Li H-X., Wang W., "Observer-Based Adaptive Fuzzy Control for SISO Nonlinear Systems," Fuzzy sets Syst., vol. 148, no. 3, pp. 355–376, 2004.

[19] Shahnazi R., "Observer-Based Adaptive Interval Type-2 Fuzzy Control of Uncertain MIMO Nonlinear Systems with Unknown Asymmetric Saturation Actuators," Neurocomputing, vol. 171, pp. 1053–1065, 2016.

[20] Li H-X., Tong S., "A Hybrid Adaptive Fuzzy Control for A Class of Nonlinear MIMO Systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 11, no. 1, pp. 24–34, 2003.

[21] Boulkroune A., Tadjine M., M'Saad M., Farza M., "How to Design A Fuzzy Adaptive Controller Based on Observers for Uncertain Affine Nonlinear Systems," Fuzzy sets Syst., vol. 159, no. 8, pp. 926–948, 2008.

[22] Chin C., Lau M., Low E., Seet G., "Dynamic Modelling and Cascaded Controller Design of a Low-Speed Maneuvering ROV," Adv. Technol. Res. Dev. Appl. B., pp. 159–186.

[23] Brandt J., Selig M., "Propeller Performance Data at Low Reynolds Numbers," in 49th AIAA Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition, 2011, p. 1255.

[24] Chin C.S., Lum S.H.., "Rapid Modeling and Control Systems Prototyping of a Marine Robotic Vehicle with Model Uncertainties Using xPC Target System," Ocean Eng., vol. 38, no. 17–18, pp. 2128–2141, 2011.

[25] Caccia M., Indiveri G., Veruggio G., "Modeling and Identification of Open-Frame Variable Configuration Unmanned Underwater Vehicles," IEEE J. Ocean. Eng., vol. 25, no. 2, pp. 227–240, 2000.

[26] Healey AJ, Rock SM, Cody S, Miles D, Brown JP., "Toward an Improved Understanding of Thruster Dynamics for Underwater Vehicles," in Proceedings of IEEE Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology (AUV'94), 1995, pp. 340–352.

[27] Veysi M, Soltanpour M R. Voltage-Base Control of Camera Stabilizer Using Optimal Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers. 2018; 14 (4) :23-40