

طراحی کنترل کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش برای دسته‌ای از سیستم‌های الکترومکانیکی غیرخطی، در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری

محمد ویسی^۱ جمشید آقایی^۲ محمدرضا سلطانیپور^{۳*}
 ۱- مربی - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه پدافند هوایی خاتم‌الانبیاء (ص) - تهران - ایران
veysi@ssau.ac.ir
 ۲- استاد - دانشکده مهندسی برق و الکترونیک - دانشگاه صنعتی شیراز - شیراز - ایران
aghaei@sutech.ac.ir
 ۳- دانشیار - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری - تهران - ایران
soltanpour@ssau.ac.ir

چکیده: تاکاگی و سوگنو برای یک سیستم پیوسته، مدل فازی پیشنهاد داده‌اند که در آن اغتشاشات نیز به عنوان یک تابع متغیر با زمان در بخش تالی قواعد مدل فازی در نظر گرفته شده است. محققین برای از بین بردن تأثیر اغتشاشات در خروجی سیستمی با مدل فازی تاکاگی-سوگنو، یک مسأله کمینه‌سازی مبتنی بر نامساوی‌های ماتریسی خطی ارائه داده‌اند که در آن، پارامترهای سیستم به طور مستقیم در قیود مسأله حضور دارند. در سیستم‌های الکترومکانیکی، وجود عدم قطعیت‌های پارامتری نظیر عدم قطعیت موجود در ماتریس‌های ممان اینرسی و نادقیقی پارامترهای محرکه‌ها، به هیچ وجه قابل چشم‌پوشی نمی‌باشد. لذا در این مقاله، ابتدا با حل یک مسأله بهینه‌سازی، کران بالای عدم قطعیت‌های موجود در پارامترهای سیستم تعیین و مدل فازی همراه با اغتشاشات و در حضور عدم قطعیت‌ها استخراج می‌گردد. در ادامه، برای حذف اغتشاشات در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری با استفاده از کنترل کننده فازی پایدار مبتنی بر جبران‌ساز موازی توزیع یافته، یک قضیه کمینه‌سازی بر اساس مدل فازی جدید به دست آمده پیشنهاد و صحت آن اثبات می‌گردد. در نهایت برای ارزیابی عملکرد کنترل کننده پیشنهادی، به عنوان مطالعه موردی سیستم پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق مورد استفاده قرار می‌گیرد. نتایج شبیه‌سازی‌ها عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی در حذف اغتشاشات با در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های پارامتری را به خوبی نمایش می‌دهد.

کلمات کلیدی: کنترل فازی پایدار، حذف اغتشاش، عدم قطعیت‌های پارامتری، نامساوی ماتریسی خطی، پایدارساز دوربین.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۸/۲۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۰۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۷/۰۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمدرضا سلطانیپور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان شمشیری - دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری - دانشکده‌ی برق

سیستم و قابلیت بالا در دفع اغتشاش، باعث گردیده که امروزه این روش کنترلی جزء حوزه‌های تحقیقاتی روز باشد [۸].

به دلایل فوق، محققین از این روش برای دفع اغتشاش در کنترل کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی استفاده نموده‌اند. به عنوان مثال، محققین برای دفع اغتشاش و کنترل بالگرد بدون سرنشین، یک کنترل کننده PDC مبتنی بر LMI را ارائه کرده‌اند. در روش پیشنهادی، فرض مشخص نبودن اغتشاش برقرار بوده و در نهایت اثبات گردیده که سیستم حلقه بسته در حضور کنترل پیشنهادی دارای پایداری مجانبی است. نتایج ارائه شده در مقاله، عملکرد خوب کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهد [۹]. در مقاله [۱۰]، از کنترل کننده PDC مبتنی بر LMI برای دفع اغتشاش در کنترل سیستم ربات فرو-تحریک استفاده شده است. کنترل پیشنهادی به خوبی توانمندی کنترل کننده PDC در مواجهه با سیستم‌های الکترومکانیک فرو-تحریک که در آنها تعداد ورودیها کمتر از خروجی‌های سیستم است را نشان می‌دهد. در این مقاله اگرچه روش طراحی کنترل پیشنهادی نسبتاً پیچیده به نظر می‌رسد، اما نهایتاً حجم محاسبات کنترل پیشنهادی بسیار کم بوده و این امر قابلیت پیاده‌سازی عملی این روش کنترلی را افزایش و هزینه‌های اقتصادی آنرا پایین می‌آورد. همچنین محققین برای نمایش توانمندی و افزایش دامنه حوزه تحقیقاتی این روش کنترلی، راهکاری برای استفاده از کنترل کننده PDC مبتنی بر LMI برای دفع اغتشاش و کنترل کلاس خاصی از سیستم‌های غیرخطی دارای معادلات دینامیکی با مشتقات جزئی را ارائه نموده‌اند [۱۱]. در این مقاله می‌توان به وضوح ظرفیت‌های موجود در سیستم‌های فازی در مقایسه با کنترل کننده‌هایی نظیر کنترل مدلغزشی، کنترل پسگام، کنترل تطبیقی و غیره را مشاهده نمود. راهکار ارائه شده در این مقاله کم نظیر بوده و این محققین توانسته‌اند که حوزه استفاده از کنترل کننده PDC مبتنی بر LMI را به سیستم‌های غیرخطی دارای معادلات دینامیکی با مشتقات جزئی تعمیم دهند، که اینگونه سیستم‌ها را نمی‌توان با استفاده از بسیاری از روش‌های موجود کنترل نمود. در مقاله [۱۲] نیز برای دفع اغتشاش در کنترل یک وسیله پرنده مافوق صوت، از روش PDC مبتنی بر رؤیتگر استفاده نموده‌اند. در این مقاله، یک رؤیتگر برای تخمین اغتشاش نامعلوم، طراحی و سرانجام با استفاده از کنترل PDC مبتنی بر LMI سیستم حلقه بسته را در حضور اغتشاش پایدار نموده‌اند. البته در روش پیشنهادی به دلیل استفاده از رؤیتگر، حجم محاسبات ورودی کنترل افزایش یافته است. بنابراین در صورت بروز تأخیر در انجام محاسبات ورودی کنترل، تضمین پایداری سیستم حلقه بسته در کنترل برخط امری امکان‌ناپذیر است.

با بررسی مقالات فوق، که در آنها از روش کنترل PDC مبتنی بر LMI برای دفع اغتشاش استفاده شده است، می‌بینیم که تحلیل‌های ریاضی و نتایج شبیه‌سازی‌ها عملکرد خوب کنترل پیشنهادی را نشان می‌دهند. اما در تمامی این مقالات و تحقیقات نظیر آنها، در طراحی

دانش کنترل خودکار می‌تواند به ما دیدگاهی جدید و فهمی عمیق از انطباق طبیعی که در پس تحلیل‌های ریاضی وجود دارد، عطا نماید. یک سیستم کنترلی در معرض اغتشاشات، خیلی با ذهن انسانی که با مسائل گوناگون مغشوش گردیده، متفاوت نیست و ما به دنبال جواب این سؤال هستیم که کی به دلیل وجود این اغتشاشات، سیستم کنترلی از فعالیت باز می‌ماند و کی به شرایط صلح و آرامش باز می‌گردد؟ آیا می‌توان شرایطی را مهیا نمود که هیچگونه وقفه‌ای به دلیل بروز اغتشاش اتفاق نیفتد؟ مسئله دفع اغتشاش در عملکرد سیستم کنترل، در طول ۴۰ سال اخیر از زمینه‌های جذاب تحقیقاتی محسوب می‌شود که از جنبه‌های متنوعی مورد بررسی قرار گرفته است. در این مقاله ما به دنبال ارائه راهکاری هستیم تا بتوانیم شرایط صلح و آرامش را به دسته‌ای از تجهیزات الکترومکانیکی که پارامترهای نادقیقی دارند و از طرفی در معرض اغتشاش هستند، بازگردانیم.

در ۲۰ سال اخیر، کنترل کننده‌های غیرخطی زیادی بر اساس مدل تاکاگی - سوگنو^۱ ارائه شده‌اند [۱]. در ابتدا در متون فازی از مدل های T-S به عنوان تقریب‌گرهای فازی^۲ برای سیستم‌های غیرخطی استفاده می‌شد. اما با ارائه نظریه بخش‌بندی غیرخطی^۳، محققین توانستند مدل سیستم‌های غیرخطی را با استفاده از مدل T-S به صورت یک مجموعه از مدل‌های خطی فضای حالت پیاده‌سازی نمایند [۲]. سپس ساختار محدب^۴ مدل T-S اجازه داد که از روش مستقیم لیاپانوف در طراحی کنترل کننده و رویتگر فازی، برای اثبات پایداری سیستم حلقه بسته استفاده شود [۳]. در ادامه شرایطی فراهم گردید که محققین توانستند مسئله را به شکل نامساوی‌های ماتریسی خطی^۵ پیاده‌سازی نموده و سپس با استفاده از نرم‌افزارها و حل کننده‌های مختلفی آن را حل نمایند [۴-۶].

عموماً از روش جبران‌ساز موازی توزیع یافته^۶ به عنوان یک روش کنترلی رایج برای مدل‌های T-S استفاده می‌شود. زیرا این روش با استفاده از ساختار محدب، سیستم غیرخطی را به ترکیبی از مدل‌های خطی تبدیل می‌نماید [۷]. از طرف دیگر استفاده از روش LMI به طراحان اجازه می‌دهد تا محدودیت‌های لازم در زمینه دامنه ورودی کنترل، مسئله دفع اغتشاش و غیره را به راحتی در طراحی کنترل کننده لحاظ نمایند [۷و۳].

در دهه گذشته محققین از روش فوق‌الذکر برای کنترل سیستم‌های غیرخطی استفاده‌های متعددی نموده‌اند. بنابراین مزایا، معایب و توانمندی‌های این روش به خوبی نمایان گردیده است. عمده‌ترین ایراد این روش، پیچیدگی روش طراحی آن در مقایسه با سایر کنترل کننده‌های غیرخطی نظیر کنترل مدلغزشی، کنترل پسگام و غیره می‌باشد. در مقابل مزایایی مانند حجم محاسبات بسیار پایین ورودی کنترل که نقش اساسی را در پیاده‌سازی عملی کنترل کننده ایفا می‌نماید و همچنین امکان اعمال محدودیت در دامنه ورودی کنترل و در خروجی

پیشنهادی، در بخش ۳ مقاله، سیستم پایدار ساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق به عنوان مطالعه موردی معرفی و در زیر-بخش ۳-۱ ضمن تشریح مسأله، معادلات دینامیکی سیستم مذکور بیان می‌گردد. در زیر-بخش ۳-۲ مدل فازی معادل با مدل غیرخطی سیستم مورد مطالعه استخراج می‌شود. بخش ۴ مقاله، نتایج شبیه‌سازی‌های دو-مرحله‌ای را ارائه می‌دهد. در نهایت، نتایج مقاله در بخش ۵ و پس از آن پیوسته‌ها ارائه می‌گردد.

۲- طراحی کنترل‌کننده فازی برای حذف اغتشاش

در مرجع [۱]، تاکاگی و سوگنو به وسیله قواعد فازی "اگر-آنگاه" مدل فازی معادل مدل غیرخطی دسته خاصی از سیستم‌های الکترومکانیکی را به صورت بسیار دقیق استخراج می‌نمایند. در یک سیستم پیوسته، قاعده i ام مدل فازی به صورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$IF z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } z_p(t) \text{ is } M_{ip},$$

$$THEN \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t), \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases}, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (1)$$

در رابطه فوق، M_{ij} تابع عضویت، r تعداد قواعد مدل فازی، $x(t) \in R^n$ بردار حالت، $u(t) \in R^m$ بردار ورودی، $y(t) \in R^q$ بردار خروجی، $A_i \in R^{n \times n}$ ماتریس حالت، $B_i \in R^{n \times m}$ ماتریس ورودی و $C_i \in R^{q \times n}$ ماتریس خروجی می‌باشند. در ضمن $Z_1(t), \dots, Z_p(t)$ متغیرهایی معین در بخش مقدم هستند. زیر-سیستم‌های $A_i x(t) + B_i u(t)$ در بخش تالی هر قاعده رفتاری خطی دارند. مدل فازی کلی با ترکیب فازی زیر-سیستم‌ها حاصل می‌گردد. بردارهای $\dot{x}(t)$ و $y(t)$ به صورت زیر بدست می‌آیند [۱]:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [A_i x(t) + B_i u(t)] \quad (2)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i x(t)$$

در روابط مذکور $h_i(z(t))$ شدت آتش می‌باشد، که در روابط فوق داریم:

$$\begin{cases} z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_p(t)] \\ h_i(z(t)) = \frac{\omega_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z(t))} \end{cases} \quad (3)$$

و همچنین داریم:

$$\omega_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(t)) \quad (4)$$

در رابطه (۴)، $M_{ij}(z_j(t))$ درجه عضویت $Z_j(t)$ در تابع عضویت M_{ij} است.

نکته ۱: برای $h_i(z(t))$ ها در رابطه (۲)، روابط ذیل همواره باید برقرار باشد [۱]:

کنترل PDC و در بخش نتیجه قواعد فازی مربوط به آن، از معادلات حالت خطی تغییرناپذیر با زمان استفاده شده است. در حالیکه درایه-های ماتریس‌های حالت و ورودی این نوع از سیستم‌ها بر حسب پارامترهای سیستم است. از آنجاکه تمامی این سیستم‌ها دارای عدم-قطعیت پارامتری هستند، بنابراین فرض معادلات حالت خطی تغییرناپذیر با زمان در آنها تضمین نمی‌شود. بنابراین در پیاده‌سازی عملی این کنترل‌کننده‌ها، این عدم قطعیت‌های پارامتری تاثیرگذار می‌شود و عملکرد کنترل‌کننده را با چالش مواجه نموده و حتی ممکن است باعث ناپایداری سیستم حلقه بسته گردند.

در مقاله [۱۳]، عمل پایدارسازی دوربین نصب شده بر روی یک پهپاد، توسط دو حلقه چرخنده عمود بر هم که توسط دو موتور جریان مستقیم مغناطیس دائم سنکرون راه‌اندازی می‌شوند، انجام می‌شود. در این مقاله، کنترل موقعیت زاویه‌ای حلقه‌های مذکور، با استفاده از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-مشتقی محقق شده است. مقاوم نبودن کنترل‌کننده پیشنهادی در برابر عدم قطعیت‌های پارامتری، می‌تواند عملکرد کنترل‌کننده را به چالش بکشاند. در مقاله [۱۴]، کنترل مدلفزنی انتگرالی برای پایدارسازی دوربین مورد استفاده قرار گرفته است. در این مقاله توسط یک سیستم میکروالکترومکانیکی از سرعت زاویه‌ای پسخور گرفته می‌شود. مشکل اساسی این روش وجود لرزش ورودی کنترل می‌باشد. در مقاله [۱۵]، بیان شده است که الگوریتم پسگام توانایی مقابله با اغتشاش را داشته و ترکیب آن با کنترل‌کننده مدلفزنی می‌تواند سبب افزایش عملکرد مقاوم کنترل‌کننده گردد. در مقاله [۱۶]، برای پایدارسازی دوربین از روش مدلفزنی پسگام استفاده شده است. در این تحقیق، با استفاده از شبکه عصبی تطبیقی RBF کران بالای عدم قطعیت‌های پارامتری تخمین زده شده است. با توجه به اینکه خروجی شبکه RBF یک ترکیب خطی از توابع پایه شعاعی برای پارامترهای ورودی می‌باشد و از طرفی باید شبکه RBF کران بالای عدم قطعیت‌ها را به صورت برخط تخمین بزند، حجم محاسبات فوق‌العاده سنگین این الگوریتم، پیاده‌سازی عملی روش پیشنهادی را غیرممکن می‌سازد.

در این مقاله برای برطرف نمودن مشکلات فوق، یک کنترل‌کننده PDC مبتنی بر LMI برای دفع اغتشاش در کلاس خاصی از سیستم-های غیرخطی ارائه می‌شود. در طراحی کنترل پیشنهادی، فرض وجود عدم قطعیت در بخش نتیجه قواعد فازی برقرار می‌باشد. تحلیل ریاضی نشان می‌دهد که سیستم حلقه بسته در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری و اغتشاشات، یا به عبارتی عدم قطعیت‌های موجود در بخش نتایج قواعد فازی کنترل‌کننده پیشنهادی، دارای پایداری مجانبی سراسری است.

در ادامه، ساختار مقاله به صورت زیر سازماندهی شده است: در بخش ۲، برای دسته‌ای از سیستم‌های الکترومکانیکی در معرض اغتشاش و در حضور عدم قطعیت‌های پارامتری، دو نوع کنترل‌کننده فازی پایدار طراحی می‌گردد. برای ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده‌های

$$\begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} 1 \left\{ \begin{array}{l} XA_i^T - M_j^T B_i^T + A_i X - B_i M_j \\ - \left\{ \begin{array}{l} +XA_j^T - M_i^T B_j^T + A_j X - B_j M_i \end{array} \right\} \end{array} \right. \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j)^T \\ \frac{1}{2} (C_i + C_j) X \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j) \quad \frac{1}{2} X (C_i + C_j)^T \\ \varepsilon^2 I \quad 0 \\ 0 \quad I \end{array} \right) \geq 0, \\ i \leq j \text{ subject to } h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset\end{bmatrix}$$

$i \leq j$ subject to $h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$

در رابطه فوق، $M_i = F_i X$ می باشد.

نکته ۲: با دقت در مسأله کمینه سازی رابطه (۱۰)، حضور ماتریس های حالت و ماتریس های ورودی در قیدهای نامساوی ماتریسی خطی کاملاً مشهود است. از طرفی، پر واضح است که به دلیل وجود پارامترهای سیستم الکترومکانیک در ماتریس های حالت و ماتریس های ورودی، وجود عدم قطعیت در قیدهای نامساوی ماتریسی خطی قضیه ۱، انکارناپذیر است. لذا در زیر بخش بعد، برای افزایش دقت کنترل کننده در حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت ها، یک کنترل کننده فازی پایدار مبتنی بر مدل فازی شامل عدم قطعیت ارائه می گردد.

۲-۲- طراحی کنترل کننده فازی پایدار برای حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت ها

مدل فازی یک سیستم پیوسته در حضور عدم قطعیت ها به صورت زیر قابل تعریف می باشد [۳]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{ (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) x(t) + \\ (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) u(t) \} \end{aligned} \quad (11)$$

در رابطه فوق، ماتریس های معلوم H_{ai} ، D_{ai} ، H_{bi} و D_{bi} به ازای قاعده i ام تعیین می شوند. اما ماتریس های $\Delta_{ai}(t)$ و $\Delta_{bi}(t)$ ماتریس های متقارن نامعلومی هستند که به صورت زیر تعریف می شوند و از طریق حل مسأله کمینه سازی "قضیه ۲" به دست می آیند [۳ و ۱۷].

$$\|\Delta_{ai}(t)\| \leq \frac{1}{\Gamma_{ai}} \quad ; \quad \|\Delta_{bi}(t)\| \leq \frac{1}{\Gamma_{bi}} \quad (12)$$

قضیه ۲: بهره های پسخور F_i که مدل فازی رابطه (۱۱) را پایدار و همچنین مقادیر نرم های رابطه (۱۲) را بیشینه (مقادیر Γ_{ai} و Γ_{bi} را کمینه) نماید، از حل مسأله کمینه سازی مبتنی بر نامساوی های ماتریسی خطی زیر حاصل می گردد. در ضمن پارامترهای مثبت ζ_i و η_i پارامترهای طراحی هستند.

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \\ h_i(z(t)) \geq 0 \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, r \end{cases} \quad (5)$$

بر اساس مدل فازی رابطه (۱)، کنترل کننده فازی مبتنی بر جبران ساز موازی توزیع یافته طراحی می شود. قانون کنترلی i ام به صورت زیر ارائه می گردد [۱]:

IF $z_1(t)$ is M_{i1} and ... and $z_p(t)$ is M_{ip} ,

$$\text{THEN } u(t) = -F_i x(t), \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (6)$$

رابطه زیر کنترل کننده فازی کلی را نمایش می دهد [۱]:

$$u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) F_i x(t) \quad (7)$$

در واقع طراحی کنترل کننده فازی به معنای تعیین بهره های پسخور F_i در بخش های تالی قواعد می باشد. لذا به همین ترتیب، مفهوم طراحی کنترل کننده فازی پایدار، تعیین بهره های پسخور F_i به نحوی می باشد که به ازای آنها سیستم کنترلی پایدار شود.

۲-۱- طراحی کنترل کننده فازی پایدار برای حذف اغتشاش

مدل فازی یک سیستم پیوسته همراه با اغتشاش، به صورت زیر در نظر گرفته می شود [۳]:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{ A_i x(t) + B_i u(t) + E_i \xi(t) \} \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i x(t) \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن $\xi(t)$ معرف اغتشاش است و E_i بردار ستونی است که وضعیت اعمال و یا عدم اعمال اغتشاش به هر کدام از حالت های سیستم در قاعده i ام و همچنین اندازه آن را تعیین می کند. حذف اغتشاش می تواند با کمینه کردن ε در رابطه زیر تحقق یابد [۳]:

$$\sup_{\|\xi(t)\|_2 \neq 0} \frac{\|y(t)\|_2}{\|\xi(t)\|_2} \leq \varepsilon \quad (9)$$

با فرض اینکه $V(x(t)) = x^T(t) P x(t)$ تابع مربعی باشد که در آن P یک ماتریس مثبت معین است، با تعریف $X = P^{-1}$ "قضیه ۱" به صورت زیر بیان می شود [۳ و ۱۷].

قضیه ۱: بهره های پسخور F_i که مدل فازی رابطه (۸) را پایدار و همچنین مقدار پارامتر ε را در رابطه (۹) کمینه نماید، می تواند از حل مسأله کمینه سازی مبتنی بر نامساوی های ماتریسی خطی زیر حاصل گردد.

$$\begin{aligned} \text{minimize } \varepsilon^2 \\ X, M_1, \dots, M_r \\ \text{subject to} \\ X > 0, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \{ (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) x(t) + (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) u(t) + E_i \xi(t) \} \quad (14)$$

$$y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i x(t)$$

در مدل فازی فوق، حذف اغتشاش همانند مدل فازی (۸) با کمینه کردن \mathcal{E} میسر می‌گردد. حال با توجه به نکته ۲ و برای تضمین حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت‌ها، قضیه زیر بر مبنای مدل فازی همراه با اغتشاش و شامل عدم قطعیت‌ها پیشنهاد و در "پیوست الف"، برقراری آن اثبات می‌گردد.

قضیه ۳: بهره‌های پسخور F_i که مدل فازی همراه با اغتشاش و شامل عدم قطعیت رابطه (۱۴) را پایدار و همچنین مقدار پارامتر \mathcal{E} را در رابطه (۹) کمینه نماید، از حل مسأله کمینه‌سازی مبتنی بر نامساوی‌های ماتریسی خطی زیر به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \varepsilon^2 \\ & X, M_1, \dots, M_r \\ & \text{subject to} \\ & X > 0, \\ & \left[\begin{array}{c} \left(\begin{array}{c} X(A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai})^T \\ -M_j^T (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi})^T \\ + (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) X \\ - (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) M_j^T \\ + X(A_j + D_{aj} \Delta_{aj}(t) H_{aj})^T \\ - M_i^T (B_j + D_{bj} \Delta_{bj}(t) H_{bj})^T \\ + (A_j + D_{aj} \Delta_{aj}(t) H_{aj}) X \\ - (B_j + D_{bj} \Delta_{bj}(t) H_{bj}) M_i \end{array} \right) \\ -\frac{1}{2} \left(\begin{array}{c} X(A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai})^T \\ -M_j^T (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi})^T \\ + (A_i + D_{ai} \Delta_{ai}(t) H_{ai}) X \\ - (B_i + D_{bi} \Delta_{bi}(t) H_{bi}) M_j^T \\ + X(A_j + D_{aj} \Delta_{aj}(t) H_{aj})^T \\ - M_i^T (B_j + D_{bj} \Delta_{bj}(t) H_{bj})^T \\ + (A_j + D_{aj} \Delta_{aj}(t) H_{aj}) X \\ - (B_j + D_{bj} \Delta_{bj}(t) H_{bj}) M_i \end{array} \right) \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j)^T \\ \frac{1}{2} (C_i + C_j) X \\ -\frac{1}{2} (E_i + E_j) \quad \frac{1}{2} X (C_i + C_j)^T \\ \varepsilon^2 I \quad 0 \\ 0 \quad I \end{array} \right] \geq 0, \end{aligned} \quad (15)$$

$$i \leq j \quad \text{subject to} \quad h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

نکته ۳: انتخاب صحیح مقادیر شمارنده‌های i و j در قضایای ارائه شده، در تعیین تعداد قیود هر قضیه بسیار حائز اهمیت است. این امر با توجه به قید آخر ارائه شده در هر قضیه و با دقت در نمودار شدت آتش‌ها مقدور می‌باشد.

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \sum_{i=1}^r \{ \xi_i \Gamma_{ai}^2 + \eta_i \Gamma_{bi}^2 \} \\ & X, M_1, \dots, M_r, Y_0 \\ & \text{subject to} \quad X > 0, \quad Y_0 \geq 0, \\ & \hat{S}_{ii} + (s-1)Y_1 < 0, \\ & \hat{T}_{ij} - 2Y_2 < 0, \quad \text{where } s > 1, \end{aligned}$$

$$\hat{S}_{ii} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} X A_i^T + A_i X \\ -B_i M_i^T - M_i^T B_i^T \\ D_{ai}^T \\ D_{bi}^T \\ H_{ai} X \\ -H_{bi} M_i \end{array} \right) & * & * & * & * \\ & -I & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & -I & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & -\Gamma_{ai}^2 I & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & -\Gamma_{bi}^2 I \end{bmatrix},$$

$$\hat{T}_{ij} = \begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} X A_i^T + A_i X \\ -B_i M_j^T - M_j^T B_i^T \\ + X A_j^T + A_j X \\ -B_j M_i^T - M_i^T B_j^T \end{array} \right) & D_{ai} & D_{bi} & D_{aj} & D_{bj} \\ & D_{ai}^T & D_{bi}^T & D_{aj}^T & D_{bj}^T \\ & -I & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & -I & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & -I & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & -I \\ & H_{ai} X & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & -H_{bi} M_j & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & H_{aj} X & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & -H_{bj} M_i & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} X H_{ai}^T & -M_j^T H_{bi}^T & X H_{aj}^T & -M_i^T H_{bj}^T \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\Gamma_{ai}^2 I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\Gamma_{bi}^2 I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\Gamma_{ai}^2 I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Gamma_{bi}^2 I \end{bmatrix}$$

$$Y_1 = \text{block -diag}(Y_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0),$$

$$Y_2 = \text{block -diag}(Y_0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0),$$

$$i < j \quad \text{subject to} \quad h_i(z(t)) \cap h_j(z(t)) \neq \emptyset$$

که در رابطه فوق، $Y_0 = X Q_0 X$ و $M_i = F_i X$ می‌باشد که Q_0 یک ماتریس مثبت نیمه معین است. در ضمن، علامت ستاره مشخص کننده ترانپوز درایه متقارن می‌باشد. با استفاده از قضیه فوق برای مدل فازی، مقادیر متغیرهای تصمیم‌گیری Γ_{ai}^2 و Γ_{bi}^2 استخراج می‌شود. لذا طبق رابطه (۱۲) با در دسترس بودن مقادیر Γ_{ai} و Γ_{bi} ، کران بالای عبارت‌های $\| \Delta_{ai}(t) \|$ و $\| \Delta_{bi}(t) \|$ مشخص و در نهایت با توجه به روابط (۸) و (۱۱)، مدل فازی همراه با اغتشاش و شامل عدم قطعیت‌ها برای یک سیستم الکترومکانیک به صورت رابطه (۱۴)، تعیین می‌گردد.

$$D(q) = \begin{bmatrix} I_{zz}^{C1} + I_{xx}^{C2} \sin^2 q_2 + I_{yy}^{C2} \cos^2 q_2 + I_{xy}^{C2} \sin(2q_2) & \\ & I_{yz}^{C2} \cos q_2 - I_{xz}^{C2} \sin q_2 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$W(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} \dot{q}_2 (I_{xx}^{C2} \sin(2q_2) - I_{yy}^{C2} \sin(2q_2) + 2I_{xy}^{C2} \cos(2q_2)) \\ -\frac{1}{2} \dot{q}_1 (I_{xx}^{C2} - I_{yy}^{C2}) \sin(2q_2) + 2I_{xy}^{C2} \cos(2q_2) \\ -\dot{q}_2 (I_{yz}^{C2} \sin q_2 + I_{xz}^{C2} \cos q_2) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

که در روابط فوق، $q(t) \in R^2$ بردار موقعیت مفاصل، $\dot{q}(t) \in R^2$ بردار سرعت زاویه‌ای مفاصل، $\ddot{q}(t) \in R^2$ بردار شتاب زاویه‌ای مفاصل، $i \in R^2$ بردار جریان آرمیچر، $D(q) \in R^{2 \times 2}$ ماتریس اینرسی که یک ماتریس متقارن و مثبت معین است، $W(q, \dot{q}) \in R^{2 \times 2}$ ماتریس شامل نیروی کوریولیس و نیروی گریز از مرکز، I_{zz}^{C1} یکی از درایه‌های ماتریس ممان اینرسی لینک ۱ با توجه به مرکز جرم می‌باشد، I_{xx}^{C2} ، I_{yy}^{C2} ، I_{xy}^{C2} ، I_{xz}^{C2} ، I_{yz}^{C2} و I_{zz}^{C2} درایه‌های ماتریس ممان اینرسی لینک ۲ با توجه به مرکز جرم می‌باشد، $G(q) \in R^2$ بردار گرانش می‌باشد که به دلیل ساختار متقارن سیستم، تمامی درایه‌های آن برابر صفر می‌باشد، J_m ماتریس اینرسی گیربکس و محرکه‌های الکتریکی می‌باشد، B_m ماتریس قطری ضرایب میرایی می‌باشد، L ماتریس اندوکتانس آرمیچر است، R ماتریس مقاومت آرمیچر است، K_m ماتریس قطری ثابت گشتاور موتور است، K_r ماتریسی است که تبدیل الکترومکانیکی بین جریان و گشتاور را مشخص می‌کند، r ماتریس نسبت چرخنده است و $u \in R^2$ بردار ولتاژ آرمیچر است. ماتریس‌های ممان اینرسی لینک‌های ۱ و ۲ در جدول ۱ و مقادیر پارامترهای موتورهای DC مغناطیس دائم در جدول ۲ ارائه گردیده است [۱۸].

جدول (۱): ماتریس‌های ممان اینرسی لینک‌های پایدارساز دوربین

ماتریس ممان اینرسی لینک ۲	ماتریس ممان اینرسی لینک ۱
$\begin{bmatrix} 0.1104 & 0 & -0.0116 \\ 0 & 0.1117 & 0 \\ -0.0116 & 0 & 0.0074 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 4.0088 & 0.0124 & 0.0469 \\ 0.0124 & 4.4970 & 0.0092 \\ 0.0469 & 0.0092 & 2.5414 \end{bmatrix}$

جدول (۲): مقادیر پارامترهای موتورهای DC مغناطیس دائم

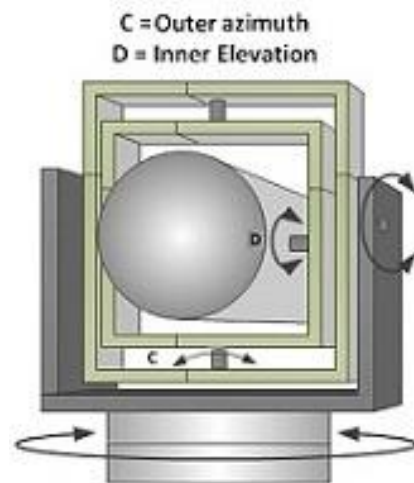
پارامترهای موتور ۲	پارامترهای موتور ۱
$J_{m2} = 0.0001$; $B_{m2} = 0.0721$	$J_{m1} = 0.000146$; $B_{m1} = 0.2276$
$K_{m2} = 25.6$; $K_{r2} = 0.274$	$K_{m1} = 119$; $K_{r1} = 2.7$
$R_2 = 0.4695$; $r_2 = 0.178$	$R_1 = 0.176$; $r_1 = 0.011$
$L_2 = 0.04$	$L_1 = 0.08$

۳- مطالعه موردی، پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق

به منظور نمایش عملکرد کنترل کننده پیشنهادی و تشریح جزئیات مراحل طراحی، کنترل کننده‌های بخش ۲ به یک پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق اعمال می‌گردد. دوربین نصب شده بر روی قایق، با توجه به نوع مأموریت و کاربری قایق دارای کاربردهای فراوانی مانند نظارت، اسکن، جستجو و تعقیب هدف می‌باشد [۱۸]. عوامل متعددی همچون مانورها و جابجایی‌های ناگهانی قایق، شرایط جوی دریا، حرکات زاویه‌ای پایه دوربین، دینامیک‌ها و عدم تعادل جرمی دوربین می‌تواند منجر به لرزش دوربین گردد [۱۹]. این لرزش‌ها، خط دید دوربین را جابجا نموده و کیفیت تصویر و یا ویدئو را کاهش می‌دهد. بنابراین برای تثبیت خط دید دوربین در مقابل اغتشاشات، نیاز به یک پایدارساز دوربین می‌باشد.

۳-۱- تشریح مسأله و بیان معادلات دینامیکی پایدارساز دوربین

پایدارساز دوربین از دو حلقه چرخنده عمود بر هم^۱ تشکیل شده است که توسط دو موتور الکتریکی DC راه‌اندازی می‌گردند. پیکربندی پایدارساز دوربین در شکل (۱) نمایش داده شده است.



شکل (۱): پیکربندی پایدارساز دوربین

معادلات دینامیکی پایدارساز دوربین با دو مفصل چرخشی^۱ شامل دینامیک‌های موتورهای الکتریکی و دینامیک‌های مکانیکی، به صورت زیر بیان می‌شود [۱۸]:

$$\begin{cases} (D(q) + r^2 J_m) \ddot{q} + (W(q, \dot{q}) + r^2 B_m) \dot{q} + G(q) = r K_r i \\ L \dot{i} + R i + K_m \dot{q} = u \end{cases} \quad (16)$$

که در آن:

۲-۳- استخراج مدل فازی معادل با مدل غیرخطی پایدارساز دوربین

برای استخراج مدل فازی پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق از ایده بخش‌بندی غیرخطی [۲]، استفاده می‌شود. این روش، ساختن مدل دقیق فازی معادل مدل غیرخطی را کاملاً تضمین می‌کند. برای استفاده از روش مذکور ابتدا با توجه به معادلات فضای حالت پایدارساز دوربین، ترم‌های غیرخطی زیر تعیین می‌گردند:

$$\begin{cases} z_1(t) = A_{33} \\ z_2(t) = A_{43} \\ z_3(t) = A_{34} \\ z_4(t) = A_{44} \end{cases} \quad (21)$$

مقادیر بیشینه و کمینه ترم‌های غیرخطی فوق با توجه به بازه تغییرات \dot{q}_2 و q_2 محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} \min z_1(t) = -0.1126 ; \max z_1(t) = 0.1108 \\ \min z_2(t) = -0.6181 ; \max z_2(t) = 0.6410 \\ \min z_3(t) = -12.9570 ; \max z_3(t) = 12.8858 \\ \min z_4(t) = -0.8116 ; \max z_4(t) = 0.1969 \end{cases} \quad (22)$$

با توجه به مقادیر فوق، ترم‌های غیرخطی $Z_3(t)$ ، $Z_2(t)$ ، $Z_1(t)$ و $Z_4(t)$ به صورت زیر قابل نمایش می‌باشند:

$$\begin{cases} z_1(t) = M_1(z_1(t)).(0.1108) + M_2(z_1(t)).(-0.1126) \\ z_2(t) = N_1(z_2(t)).(0.6410) + N_2(z_2(t)).(-0.6181) \\ z_3(t) = W_1(z_3(t)).(12.8858) + W_2(z_3(t)).(-12.9570) \\ z_4(t) = U_1(z_4(t)).(0.1969) + U_2(z_4(t)).(-0.8116) \end{cases} \quad (23)$$

از طرفی داریم:

$$\begin{cases} M_1(z_1(t)) + M_2(z_1(t)) = 1 \\ N_1(z_2(t)) + N_2(z_2(t)) = 1 \\ W_1(z_3(t)) + W_2(z_3(t)) = 1 \\ U_1(z_4(t)) + U_2(z_4(t)) = 1 \end{cases} \quad (24)$$

با استفاده از روابط (۲۳) و (۲۴)، توابع عضویت به صورت زیر معرفی و نامگذاری می‌گردند:

$$\begin{cases} M_1(z_1(t)) = \frac{z_1(t) + 0.1126}{0.2234} ; \text{Positive (P)} \\ M_2(z_1(t)) = \frac{0.1108 - z_1(t)}{0.2234} ; \text{Negative (N)} \\ N_1(z_2(t)) = \frac{z_2(t) + 0.6181}{1.2591} ; \text{Big (B)} \\ N_2(z_2(t)) = \frac{0.6410 - z_2(t)}{1.2591} ; \text{Small (S)} \\ W_1(z_3(t)) = \frac{z_3(t) + 12.9570}{25.8428} ; \text{Tall (T)} \\ W_2(z_3(t)) = \frac{12.8858 - z_3(t)}{25.8428} ; \text{Short (Sh)} \\ U_1(z_4(t)) = \frac{z_4(t) + 0.8116}{1.0085} ; \text{Fat (F)} \\ U_2(z_4(t)) = \frac{0.1969 - z_4(t)}{1.0085} ; \text{Thin (Th)} \end{cases} \quad (25)$$

نکته ۴: تجربه نشان می‌دهد که مقادیر درایه‌های ماتریس‌های ممان اینرسی بیان شده در جدول ۱ و همچنین پارامترهای موتورهای الکتریکی سمت و ارتفاع بیان شده در جدول ۲ دارای عدم قطعیت می‌باشند. این عدم قطعیت‌ها به ترتیب ناشی از تغییرات ساختار فیزیکی لینک‌های پایدارساز دوربین بر اثر کارکرد و فرسایش موتورهای الکتریکی به علت افزایش دمای ناشی از کارکرد موتورها و نیز گذر زمان می‌باشد [۲۰ و ۲۱].

با استفاده از روابط (۱۶) تا (۱۸) و با در نظر گرفتن مقادیر جدول‌های ۱ و ۲، معادلات دینامیکی پایدارساز دوربین در فضای حالت به صورت زیر استخراج می‌گردد:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 12.5 & 0 \\ 0 & 25 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} ; y = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \quad (19)$$

که در آن:

$$A = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & A_{33} & A_{34} \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \quad (20)$$

درایه‌های A_{42} ، A_{33} ، A_{43} ، A_{34} و A_{44} به صورت زیر هستند:

$$A_{42} = \frac{224(1104(\sin q_2)^2 + 1117(\cos q_2)^2 + 25414)}{K}$$

$$A_{33} = \frac{481(\dot{q}_2)(\sin 2q_2)}{K - \left\{ \frac{377(\sin q_2)(\sin 2q_2)(\dot{q}_2)}{K} \right\}}$$

$$A_{43} = \frac{754(\sin q_2)(\sin 2q_2)(\dot{q}_2)}{K - \left\{ \frac{13(\sin 2q_2)(\dot{q}_2) \{ 1104(\sin q_2)^2 + 1117(\cos q_2)^2 + 25414 \}}{4K} \right\}}$$

$$A_{34} = \frac{4292(\cos q_2)(\dot{q}_2) - 1334(\sin q_2)}{K}$$

$$A_{44} = \frac{6728(\sin q_2)(\cos q_2)(\dot{q}_2)}{K - \frac{23(1104(\sin q_2)^2 + 1117(\cos q_2)^2 + 25414)}{2K}}$$

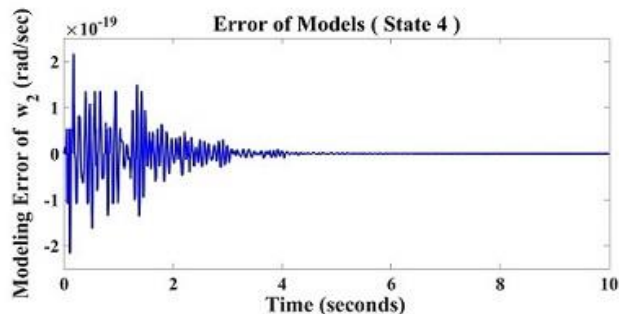
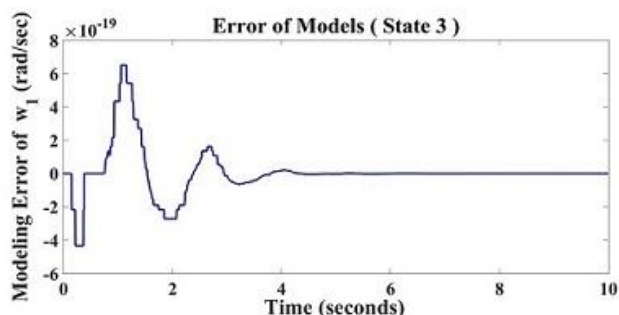
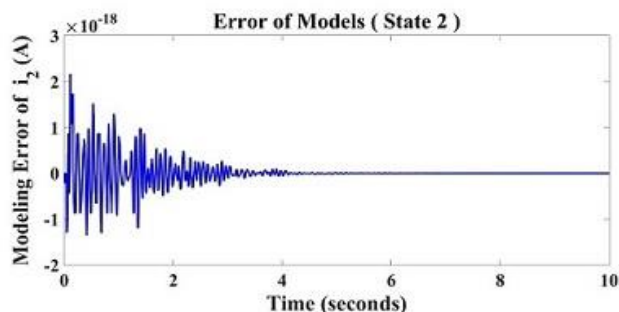
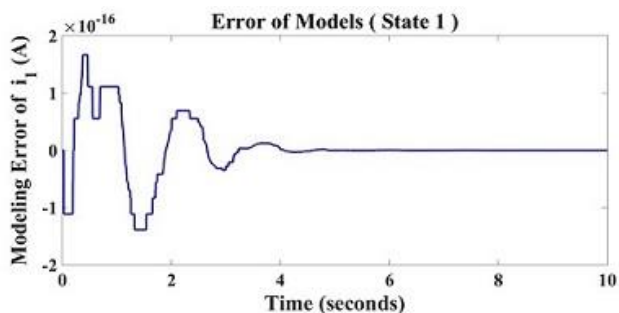
در روابط فوق پارامتر K به صورت زیر می‌باشد:

$$K = 34120(\sin q_2)^2 + 41329(\cos q_2)^2 + 940318$$

در معادلات فضای حالت رابطه (۱۹)، i_1 ، i_2 ، \dot{q}_1 و \dot{q}_2 متغیرهای حالت، v_1 و v_2 ورودی‌های کنترل و q_1 و q_2 خروجی‌های سیستم هستند.

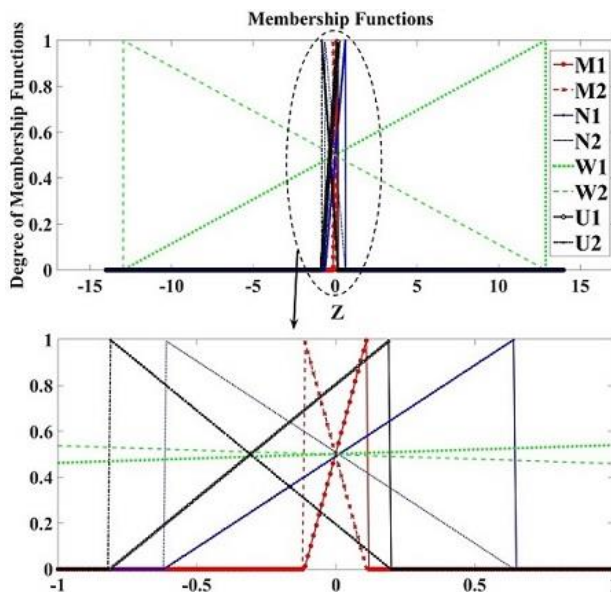
۴- نتایج شبیه‌سازی

برای حصول اطمینان از دقیق بودن مدل فازی پایدارساز دوربین، مدل غیرخطی رابطه (۱۹) و مدل فازی بدست آمده به صورت حلقه باز شبیه‌سازی شده و حالت‌های سیستم $\dot{i}_1, \dot{i}_2, \dot{q}_1, \dot{q}_2$ برای هر دو مدل استخراج و مقایسه گردید، خطای مدل‌سازی در شکل (۵) قابل رؤیت می‌باشد. به نحوی که حداکثر خطای مدل‌سازی برای حالت‌های سیستم به ترتیب $1.388 \times 10^{-16} A, 2.168 \times 10^{-18} A, 2.173 \times 10^{-19} Rad/Sec$ و $10^{-19} Rad/Sec$ است، که این میزان خطای مدل‌سازی بسیار ناچیز و قابل چشم پوشی می‌باشد.

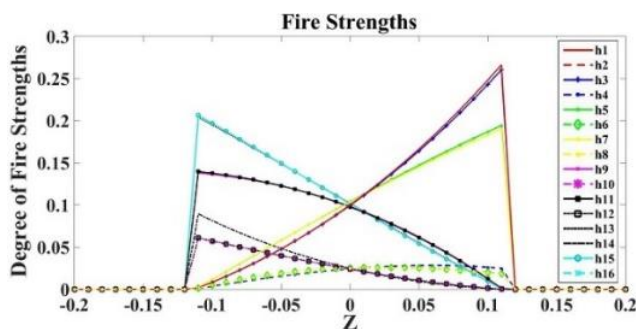


شکل (۵): خطای مدل‌سازی فازی برای حالت‌های سیستم

قواعد فازی، ماتریس‌های حالت A_1 تا A_{16} و ماتریس‌های ورودی B_1 تا B_{16} در "پیوست ب" ارائه می‌شوند. شکل (۲) توابع عضویت را نمایش می‌دهد. همچنین با توجه به اهمیت نکته ۳، در شکل (۳) شدت آتش‌ها نمایش داده شده است.

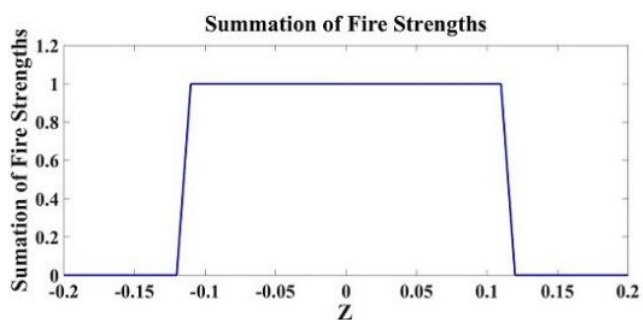


شکل (۲): توابع عضویت



شکل (۳): شدت آتش‌ها

شکل (۴) نمودار مجموع شدت آتش‌ها را نمایش می‌دهد.



شکل (۴): مجموع شدت آتش‌ها

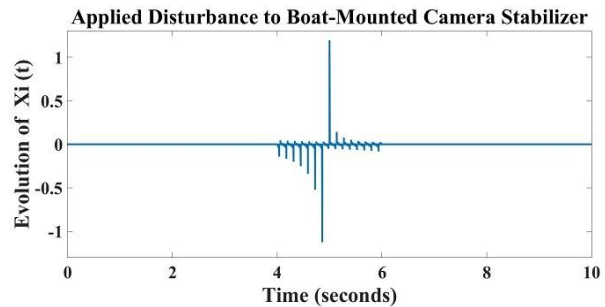
برقراری شروط رابطه (۵)، در شکل‌های (۳) و (۴) قابل مشاهده است.

جدول (۳): مقادیر پارامترهای Γ_{ai} و Γ_{bi} به ازای $i = 1, 2, \dots, 16$

i	Γ_{ai}	Γ_{bi}
1	2.0014	1.2188
2	2.0258	1.1982
3	2.0359	1.2005
4	2.0019	1.2411
5	2.0370	1.1986
6	1.9880	1.2134
7	2.0089	1.1920
8	2.0716	1.2245
9	2.0508	1.2120
10	1.9784	1.1869
11	2.0119	1.1819
12	2.0370	1.2013
13	2.0012	1.1912
14	2.0147	1.2094
15	1.9983	1.1958
16	2.0411	1.2033

مسئله کمینه‌سازی "قضیه ۳" به ازای معادلات پایدارسازی دوربین شامل اغتشاش و در حضور عدم قطعیت‌ها، طبق رابطه (۱۴) شبیه‌سازی و حل شد. ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, \dots, F_{16} به شرح "پیوست د" استخراج گردید. مقدار کران بالای اثر اغتشاش (ε)، 4.9104×10^{-11} به دست آمد و نیز با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (1.2565×10^{-6} ، 8.7170×10^{-5} ، 0.0151 و 0.3208)، مثبت معین بودن ماتریس P مشخص است. با جایگذاری بهره‌های پسخور "پیوست د" در رابطه (۷)، ورودی‌های کنترل به دست می‌آیند. با اعمال ورودی‌های کنترل مذکور به رابطه (۱۴)، حالت‌های سیستم \dot{t}_1 ، \dot{t}_2 ، \dot{q}_1 و \dot{q}_2 مشخص می‌گردند.

در شکل‌های (۷) و (۸) به ترتیب حالت‌های سیستم و ورودی‌های کنترل برای هر دو مرحله شبیه‌سازی نمایش داده شده است. با دقت در شکل (۷)، پایداری حالت‌های سیستم و عملکرد مطلوب کنترل‌کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت‌ها، طراحی شده در زیر-بخش ۲-۲، برای پایدارسازی دوربین نصب شده بر روی یک قایق، در حالت گذرا کاملاً مشهود می‌باشد. از طرفی توانایی کنترل‌کننده در مقابله با اغتشاش وارد شده به سیستم در حالت ماندگار مشخص است. همانگونه که در شکل (۸) قابل مشاهده است، علاوه بر پایداری ورودی‌های کنترل، در کنترل‌کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت‌ها، ورودی‌های کنترل در زمان‌های اعمال اغتشاش دارای دامنه کوچکتری هستند. به نحوی که حداکثر دامنه ورودی‌های کنترل ۱ و ۲، به ترتیب 0.5788 volt و 0.0009946 volt است، در صورتی که در کنترل‌کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش، حداکثر دامنه ورودی‌های کنترل ۱ و ۲، بزرگتر و به ترتیب 1.5481 volt و 0.002782 volt می‌باشد.



شکل (۶): اغتشاش اعمال شده به پایدارساز دوربین

با توجه به توضیحات پیش گفته، دقت بسیار بالای مدل‌سازی فازی، این امکان را به نویسندگان می‌دهد که با اطمینان خاطر از مدل فازی پایدارساز دوربین استفاده نمایند. کنترل‌کننده‌های فازی پایدار طراحی شده در بخش ۲ مقاله در دو مرحله به پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق، اعمال گردید. در هر دو مرحله از شبیه‌سازی، برای به چالش کشیدن سیستم کنترلی، پس از آنکه سیستم به حالت ماندگار خود رسید در بازه زمانی 4 تا 6 ثانیه، اغتشاش ($\xi(t)$) نمایش داده شده در شکل (۶) طبق روابط (۸) و (۱۴)، به پایدارساز دوربین اعمال می‌گردد.

۴-۱- مرحله ۱ شبیه‌سازی

در این مرحله از شبیه‌سازی، کنترل‌کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش^۱، طراحی شده در زیر-بخش ۱-۲، برای پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق شبیه‌سازی گردید. به این منظور، مسئله کمینه‌سازی "قضیه ۱" به ازای معادلات پایدارساز دوربین شامل اغتشاش، طبق رابطه (۸)، شبیه‌سازی و حل شد. ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های پسخور F_1, F_2, \dots, F_{16} به شرح "پیوست ج" استخراج گردید. قابل ذکر است که مقدار کران بالای اثر اغتشاش (ε)، 5.3108×10^{-8} حاصل شد و نیز با توجه به مقادیر ویژه ماتریس P (1.1921×10^{-6} ، 8.2728×10^{-5} ، 0.0143 و 0.3248)، مثبت معین بودن ماتریس P مشهود می‌باشد. با جایگذاری بهره‌های پسخور "پیوست ج" در رابطه (۷)، ورودی‌های کنترل به دست می‌آیند. با اعمال ورودی‌های کنترل مذکور به رابطه (۸)، چهار حالت سیستم \dot{t}_1 ، \dot{t}_2 ، \dot{q}_1 و \dot{q}_2 استخراج می‌گردند.

۴-۲- مرحله ۲ شبیه‌سازی

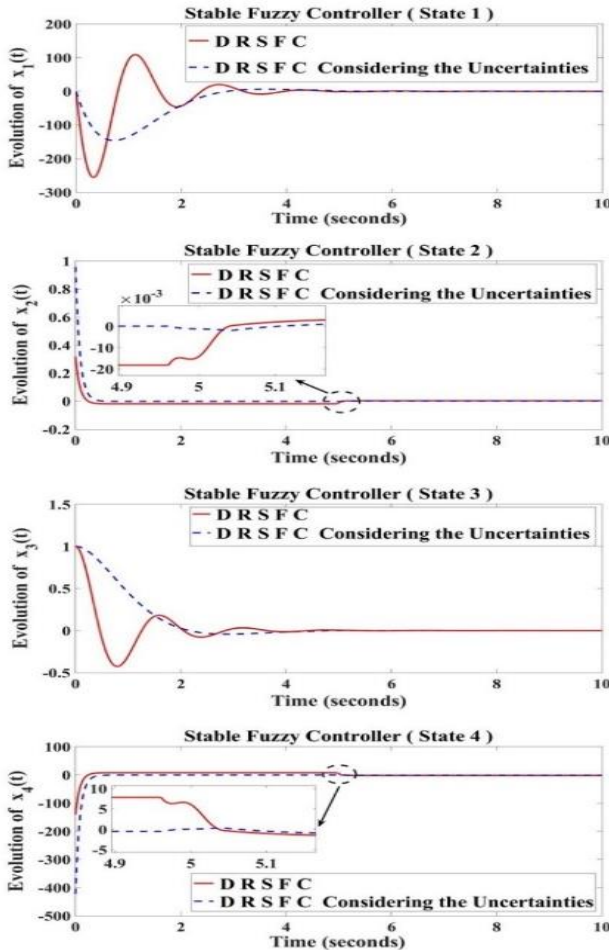
در این مرحله از شبیه‌سازی، کنترل‌کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت‌ها^۱، طراحی شده در زیر-بخش ۲-۲، برای پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق شبیه‌سازی گردید. لذا به منظور تعیین مدل پایدارساز دوربین نصب شده بر روی قایق شامل اغتشاش و در حضور عدم قطعیت‌ها، ابتدا بر اساس رابطه (۱۱) مسئله کمینه‌سازی "قضیه ۲"، شبیه‌سازی و حل شد. مقادیر پارامترهای Γ_{ai} و Γ_{bi} طبق جدول ۳، استخراج گردید و سپس با استفاده از رابطه (۱۲)، ماتریس‌های $\Delta_{ai}(t)$ و $\Delta_{bi}(t)$ تعیین و رابطه (۱۴) برای پایدارساز دوربین مشخص شد.

۵- نتیجه گیری

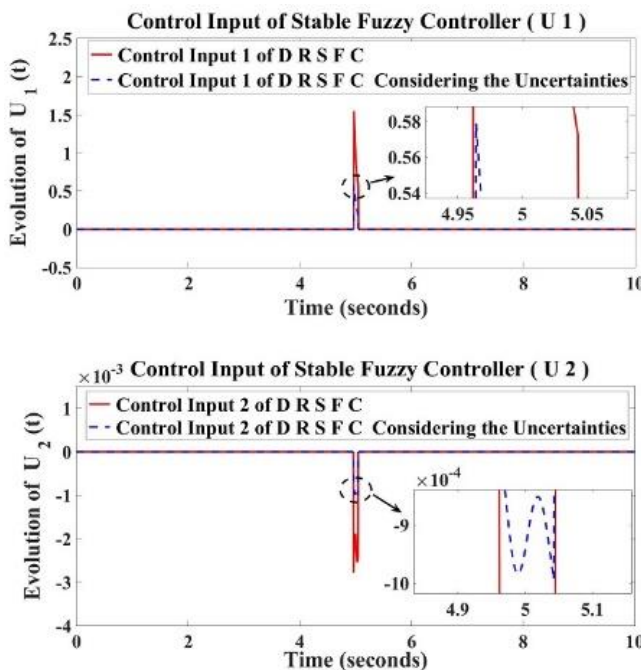
در این مقاله، یک کنترل کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت های پارامتری برای دسته ای از سیستم های الکترومکانیکی طراحی گردید. در روند طراحی کنترل کننده، با استفاده از یک قضیه بهینه سازی کران بالای عدم قطعیت های پارامتری سیستم تحت کنترل مشخص، و مدل فازی همراه با اغتشاشات و شامل عدم قطعیت های پارامتری استخراج شد. بر اساس این مدل فازی جدید به دست آمده، یک قضیه کمینه سازی برای کمینه کردن اثر اغتشاشات در حضور عدم قطعیت های پارامتری پیشنهاد گردید. به عنوان مطالعه موردی، کنترل کننده پیشنهادی بر روی پایدارساز دوربین نصب شده بر روی یک قایق پیاده سازی گردید. ورودی کنترل به دست آمده از قضیه کمینه سازی پیشنهادی، ضمن پایدارسازی سیستم پایدارساز دوربین و غلبه بر اغتشاش وارده، دارای دامنه کوچکتری است. حالت های سیستم در حالت گذرا سریعتر و با نوسانات کمتر به صفر همگرا می شوند. در ضمن در حالت ماندگار، در زمان های اعمال اغتشاش، کنترل کننده پیشنهادی عملکرد مطلوب تری دارد. با توجه به دامنه کوچک ورودی کنترل و در نظر گرفتن عدم قطعیت ها در روند طراحی، ورودی کنترل به دست آمده از قضیه کمینه سازی پیشنهادی دارای قابلیت پیاده سازی عملی می باشد. نتایج شبیه سازی عملکرد مطلوب کنترل کننده پیشنهادی را به خوبی نمایش می دهد.

جهت جمع بندی مطالب، مزایا و دستاوردهای کنترل کننده فازی پایدار با قابلیت حذف اغتشاش در حضور عدم قطعیت های پارامتری، به طور خلاصه ارائه می گردد:

۱. کران بالای عدم قطعیت های پارامتری سیستم الکترومکانیکی غیرخطی تحت کنترل، با استفاده از منطق محکم ریاضی و بر اساس حل مساله کمینه سازی، به صورت بسیار دقیق محاسبه و بر تمامی عدم قطعیت های مذکور غلبه می گردد.
۲. در الگوریتم پیشنهادی ضمن حذف اغتشاش از طریق کمینه کردن مقدار پارامتر ε ، عدم قطعیت های پارامتری سیستم الکترومکانیکی غیرخطی تحت کنترل نیز به طور همزمان در نظر گرفته می شود.
۳. در کنترل پیشنهادی، حجم محاسبات ورودی کنترل به علت برون خط بودن روند محاسبه بهره های پسخور، بسیار کم می باشد.
۴. ورودی کنترل دارای دامنه بسیار کوچکی است.
۵. با توجه به مزایای فوق، کنترل کننده پیشنهادی دارای قابلیت پیاده سازی عملی می باشد.



شکل (۷): حالت های سیستم در مرحله های ۱ و ۲ شبیه سازی



شکل (۸): ورودی های کنترل در مرحله های ۱ و ۲ شبیه سازی

پیوست‌ها

پیوست الف:

اثبات "قضیه ۳": فرض می‌کنیم $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$ مربعی باشد که در آن یک ماتریس مثبت معین و $\varepsilon \geq 0$ است. در تمامی زمان‌های t ، برای رابطه (۱۴) داریم:

$$\dot{V}(x(t)) + y^T(t)y(t) - \varepsilon^2 \xi^T(t)\xi(t) \leq 0 \quad (\text{الف-1})$$

با انتگرال‌گیری از رابطه (الف-1) در بازه زمانی 0 تا T داریم:

$$\int_0^T (\dot{V}(x(t)) + y^T(t)y(t) - \varepsilon^2 \xi^T(t)\xi(t)) dt \leq 0 \quad (\text{الف-2})$$

با در نظر گرفتن شرایط اولیه به صورت $x(0) = 0$ ، خواهیم داشت:

$$V(x(T)) + \int_0^T (y^T(t)y(t) - \varepsilon^2 \xi^T(t)\xi(t)) dt \leq 0 \quad (\text{الف-3})$$

از برقراری رابطه $V(x(T)) \geq 0$ ، می‌توان نتیجه گرفت رابطه $\frac{\|y(t)\|_2}{\|\xi(t)\|_2} \leq \varepsilon$ برقرار می‌باشد. بنابراین اگر رابطه (الف-1) برقرار باشد، بهره $Norm_2$ مدل فازی از ε کمتر است. در ادامه برای استخراج شرایط LMI از رابطه (الف-1) استفاده می‌کنیم. از رابطه (الف-1) داریم:

$$\begin{aligned} & \dot{x}^T(t)Px(t) + x^T(t)P\dot{x}(t) + \\ & \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)C_i^T C_j x(t) - \varepsilon^2 \xi^T(t)\xi(t) \\ & = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t) \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P x(t) \\ & + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} x(t) \\ & + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))x^T(t)C_i^T C_j x(t) - \varepsilon^2 \xi^T(t)\xi(t) \\ & + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))\xi^T(t)E_i^T P x(t) + \sum_{i=1}^r h_i(z(t))x^T(t)PE_i \xi(t) \\ & = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \begin{bmatrix} x^T(t) & \xi^T(t) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\times \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P \\ +P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} + C_i^T C_j \\ E_i^T P \\ -\varepsilon^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} \leq 0 \quad (\text{الف-4})$$

از رابطه (الف-4)، شرایط زیر را داریم:

$$\begin{bmatrix} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P \\ +P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} + C_i^T C_j \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \varepsilon^2 I \end{bmatrix} * \geq 0 \quad (\text{الف-5})$$

سمت چپ رابطه (الف-5) را به صورت زیر می‌توان تجزیه نمود:

$$\begin{aligned} & \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P \\ & +P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} \right\} * \\ & -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ & \varepsilon^2 I \\ & = \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P \\ & +P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} \right\} * \\ & -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ & \varepsilon^2 I \\ & - \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t))C_i^T C_j & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ & \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{الف-6})$$

با استفاده از تبدیل مکمل شور [۲۲]، نامساوی رابطه (الف-۶) معادل است با:

$$\begin{bmatrix} \left\{ -\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(t)) \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix}^T P \\ +P \begin{pmatrix} (A_i + D_{ai}\Delta_{ai}(t)H_{ai})^- \\ (B_i + D_{bi}\Delta_{bi}(t)H_{bi})F_j \end{pmatrix} \right\} \\ -\sum_{i=1}^r h_i(z(t))E_i^T P \\ \varepsilon^2 I & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} * * \geq 0 \quad (\text{الف-7})$$

نامساوی رابطه (الف-7) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

ماتریس‌های ورودی B_1 تا B_{16} عبارتند از:

$$B_1 = B_2 = \dots = B_{16} = \begin{bmatrix} 12.5 & 0 \\ 0 & 25 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

پیوست ج:

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های فیدبک F_1, F_2, \dots, F_{16} بدست آمده در مرحله ۱ شبیه‌سازی:

$$P = \begin{bmatrix} 1.7954e-05 & 8.4209e-08 & 0.0023 & -1.1145e-05 \\ 8.4209e-08 & 1.0714e-04 & 5.3705e-06 & 5.8874e-04 \\ 0.0023 & 5.3705e-06 & 0.3248 & -9.8924e-04 \\ -1.1145e-05 & 5.8874e-04 & -9.8924e-04 & 0.0143 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1.5641 & -3.9299 & 119.7271 & -92.2268 \\ -0.0221 & 1.4266 & -1.4389 & 20.1924 \end{bmatrix} \quad F_2 = \begin{bmatrix} 1.5644 & -3.9426 & 119.7533 & -92.5870 \\ -0.0226 & 1.4384 & -1.4892 & 20.4797 \end{bmatrix}$$

$$F_3 = \begin{bmatrix} 1.4253 & 3.4059 & 107.4105 & 85.6449 \\ -0.0224 & 1.4183 & -1.4849 & 19.9903 \end{bmatrix} \quad F_4 = \begin{bmatrix} 1.4256 & 3.3776 & 107.4358 & 85.1983 \\ -0.0216 & 1.4301 & -1.3643 & 20.2767 \end{bmatrix}$$

$$F_5 = \begin{bmatrix} 1.4875 & -3.9338 & 109.0622 & -92.2147 \\ -0.0367 & 1.4267 & 6.7540 & 20.1674 \end{bmatrix} \quad F_6 = \begin{bmatrix} 1.4878 & -3.9420 & 109.0885 & -92.5500 \\ 0.0359 & 1.4386 & 6.6543 & 20.4549 \end{bmatrix}$$

$$F_7 = \begin{bmatrix} 1.3487 & 3.4040 & 96.7456 & 85.6677 \\ 0.0363 & 1.4184 & 6.6865 & 19.9653 \end{bmatrix} \quad F_8 = \begin{bmatrix} 1.3490 & 3.3867 & 96.7716 & 85.2823 \\ 0.0362 & 1.4302 & 6.6862 & 20.2524 \end{bmatrix}$$

$$F_9 = \begin{bmatrix} 1.8151 & -3.9284 & 154.6879 & -92.3281 \\ -0.0225 & 1.4266 & -1.4889 & 20.1926 \end{bmatrix} \quad F_{10} = \begin{bmatrix} 1.8154 & -3.9355 & 154.7143 & -92.6574 \\ -0.0234 & 1.4384 & -1.6006 & 20.4802 \end{bmatrix}$$

$$F_{11} = \begin{bmatrix} 1.6764 & 3.4049 & 142.3712 & 85.5296 \\ -0.0226 & 1.4183 & -1.5073 & 19.9903 \end{bmatrix} \quad F_{12} = \begin{bmatrix} 1.6767 & 3.3883 & 142.3971 & 85.1478 \\ -0.0227 & 1.4301 & -1.5150 & 20.2774 \end{bmatrix}$$

$$F_{13} = \begin{bmatrix} 1.7385 & -3.9295 & 144.0231 & -92.3006 \\ 0.0361 & 1.4267 & 6.6734 & 20.1677 \end{bmatrix} \quad F_{14} = \begin{bmatrix} 1.7388 & -3.9428 & 144.0492 & -92.6645 \\ 0.0357 & 1.4386 & 6.6303 & 20.4550 \end{bmatrix}$$

$$F_{15} = \begin{bmatrix} 1.5997 & 3.3661 & 131.7045 & 85.3497 \\ 0.0392 & 1.4184 & 7.0658 & 19.9635 \end{bmatrix} \quad F_{16} = \begin{bmatrix} 1.6007 & 4.1715 & 131.7716 & 89.4847 \\ -0.0297 & 1.4299 & -1.8895 & 20.2933 \end{bmatrix}$$

پیوست د:

ماتریس P و ماتریس‌های بهره‌های فیدبک F_1, F_2, \dots, F_{16} بدست آمده در مرحله ۲ شبیه‌سازی:

$$P = \begin{bmatrix} 1.7735e-05 & -2.7728e-07 & 0.0023 & -4.0164e-07 \\ -2.7728e-07 & 1.1314e-04 & 1.0207e-05 & 6.2433e-04 \\ 0.0023 & 1.0207e-05 & 0.3208 & 7.5383e-04 \\ -4.0164e-07 & 6.2433e-04 & 7.5383e-04 & 0.0151 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1.3839 & -4.0192 & 93.7474 & -89.7112 \\ -0.0116 & 1.4245 & 0.5351 & 20.0055 \end{bmatrix} \quad F_2 = \begin{bmatrix} 1.3840 & -4.0359 & 93.7310 & -90.0520 \\ -0.0113 & 1.4365 & 0.5842 & 20.2937 \end{bmatrix}$$

$$F_3 = \begin{bmatrix} 1.3792 & 3.3360 & 102.6359 & 88.2746 \\ -0.0110 & 1.4287 & 0.6101 & 20.1063 \end{bmatrix} \quad F_4 = \begin{bmatrix} 1.3792 & 3.3276 & 102.6203 & 87.9801 \\ -0.0114 & 1.4406 & 0.5739 & 20.3946 \end{bmatrix}$$

$$F_5 = \begin{bmatrix} 1.3227 & -4.0213 & 85.2048 & -89.7415 \\ 0.0434 & 1.4248 & 8.2011 & 20.0234 \end{bmatrix} \quad F_6 = \begin{bmatrix} 1.3227 & -4.0346 & 85.1887 & -90.0635 \\ 0.0434 & 1.4367 & 8.2155 & 20.3117 \end{bmatrix}$$

$$F_7 = \begin{bmatrix} 1.3180 & 3.3449 & 94.0943 & 88.3051 \\ 0.0430 & 1.4290 & 8.1639 & 20.1243 \end{bmatrix} \quad F_8 = \begin{bmatrix} 1.3180 & 3.3296 & 94.0780 & 87.9722 \\ 0.0432 & 1.4409 & 8.1985 & 20.4125 \end{bmatrix}$$

$$F_9 = \begin{bmatrix} 1.6183 & -4.0176 & 126.4485 & -89.6315 \\ -0.0115 & 1.4245 & 0.5484 & 20.0055 \end{bmatrix} \quad F_{10} = \begin{bmatrix} 1.6183 & -4.0320 & 126.4323 & -89.9594 \\ -0.0114 & 1.4365 & 0.5736 & 20.2938 \end{bmatrix}$$

$$F_{11} = \begin{bmatrix} 1.6136 & 3.3412 & 135.3373 & 88.3747 \\ -0.0112 & 1.4287 & 0.5858 & 20.1064 \end{bmatrix} \quad F_{12} = \begin{bmatrix} 1.6136 & 3.3341 & 135.3218 & 88.0868 \\ -0.0117 & 1.4406 & 0.5374 & 20.3946 \end{bmatrix}$$

$$F_{13} = \begin{bmatrix} 1.5571 & -4.0160 & 117.9062 & -89.6412 \\ 0.0432 & 1.4248 & 8.1764 & 20.0235 \end{bmatrix} \quad F_{14} = \begin{bmatrix} 1.5571 & -4.0347 & 117.8896 & -89.9926 \\ 0.0436 & 1.4367 & 8.2449 & 20.3117 \end{bmatrix}$$

$$F_{15} = \begin{bmatrix} 1.5523 & 3.3402 & 126.7948 & 88.3506 \\ 0.0436 & 1.4289 & 8.2403 & 20.1343 \end{bmatrix} \quad F_{16} = \begin{bmatrix} 1.5462 & 5.8257 & 127.0041 & 101.8177 \\ -0.1522 & 1.4439 & -17.1335 & 20.4170 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_6 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_7 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_8 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & 0.1108 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_9 = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_{10} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & 0.6410 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_{13} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_{14} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & 12.8858 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

$$A_{15} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & 0.1969 \end{bmatrix}$$

$$A_{16} = \begin{bmatrix} -2.2 & 0 & -1487.5 & 0 \\ 0 & -11.7375 & 0 & -640 \\ 10989 / K & 28304(\sin q_2) / K & -0.1126 & -12.9570 \\ 17226(\sin q_2) / K & A_{42} & -0.6181 & -0.8116 \end{bmatrix}$$

- [16] Dong, Fei, Xusheng Lei, and Wusheng Chou. "A Dynamic Model and Control Method for a Two-Axis Inertially Stabilized Platform." *IEEE Trans. Industrial Electronics* Vol. 64, No. 1, pp. 432-439, 2017.
- [17] Tanaka, Kazuo, and Hua O. Wang. *Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach*. John Wiley & Sons, 2004.
- [18] P. Setoodeh, A. Khayatian, E. Farjah, Backstepping-based control of a strapdown boatboard camera stabilizer, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 5, No. 1, pp. 15-23, 2007.
- [19] M.K. Masten, Inertially stabilized platforms for optical imaging systems, *IEEE Control Systems*, Vol. 28, No. 1, pp. 47-64, 2008.
- [20] M. Veysi, M.R. Soltanpour, Voltage-base control of camera stabilizer using optimal adaptive fuzzy sliding mode control, *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, Vol. 14, No. 4, pp. 23-40, 2018.
- [۲۱] قنبری سرخی، علی و حسن پور، حمید. "رذیابی و شناسایی مجدد افراد در شبکه ای از دوربین ها با دید مجزا بر مبنای سیستم فازی در محیط های بسته" *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، دوره: ۱۳، شماره: ۲، ص: ۹۲-۷۵، ۱۳۹۵.
- [22] Boyd, Stephen, and Lieven Vandenberghe. *Convex optimization*. Cambridge university press, 2004.
- [1] T. Takagi, M. Sugeno, *Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control*, *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol.15, No. 1, pp. 116-132, 1985.
- [2] T. Taniguchi, K. Tanaka, H. Ohtake, H. O. Wang, Model construction, rule reduction, and robust compensation for generalized form of Takagi-Sugeno fuzzy systems, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 9, No. 4, pp. 525-538, 2001.
- [3] K. Tanaka, T. Taniguchi, H. O. Wang, Model-Based Fuzzy Control of TORA System: Fuzzy Regulator and Fuzzy Observer Design via LMIs that Represent Decay Rate, Disturbance Rejection, Robustness, Optimality, *IEEE World Congress on Computational Intelligence.*, pp. 313-318., 1998.
- [4] S. Boyd, L. El Ghaoul, E. Feron, V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in system and control theory*, Society for Industrial Mathematics, 1994.
- [5] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. J. Laub, M. Chilali, *LMI Control Toolbox*. Math Works, 1995.
- [6] C. Scherer, S. Weiland, *Linear matrix inequalities in control*. Dutch Institute for Systems and Control, 2000.
- [7] H. O. Wang, K. Tanaka, M. F. Griffin, An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 4, No. 1, pp. 14-23, 1996.
- [8] R. Marquez, T. M. Guerra, M. Bernal, A. Kruszewski, Nested control laws for H_∞ disturbance based on continuous-time Takagi-Sugeno models, *International Federation of Automatic Control*, Vol. 48, No. 10, pp. 282-287, 2015.
- [9] X. Fan, Y. Yi, T. Zhang, Disturbance rejection control of yaw channel of a small-scale unmanned helicopter via Takagi-Sugeno disturbance modeling approach, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Vol. 10, No. 5, pp. 1-8, 2016.
- [10] L. Rajabpour, A. Barzegar, R. Su, A disturbance rejection fuzzy robust parallel distributed compensator design for underactuated robot system, *Proceedings of The 14th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision*, Phuket, Thailand, pp. 20-26, 2016.
- [11] H. N. Wu, H. D. Wang, L. Guo, Disturbance rejection fuzzy control for nonlinear parabolic PDE systems via multiple observers, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 40, No. 8, pp. 30-44, 2015.
- [12] Y. Yi, L. Xu, H. Shen, X. Fan, Disturbance observer-based L1 robust tracking control for hypersonic vehicles with T-S disturbance modeling, *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Vol. 10, No. 2, pp. 21-31, 2016.
- [13] Y. Franco, P. L. Denis, S. Loubach, and André R. Fioravanti. "An embedded system design for a two-axis camera platform control used in unmanned aerial vehicles." In *Robotics Symposium (LARS) and 2017 Brazilian Symposium on Robotics (SBR)*, 2017 Latin American, pp. 1-6. IEEE, 2017.
- [14] Sofla, Mohammad Sheikh, Mohammad Zareinejad, Mohsen Parsa, and Hassan Sheibani. "Integral based sliding mode stabilizing a camera platform using Kalman filter attitude estimation." *Mechatronics* Vol. 44, No. 2, pp. 42-51, 2017.
- [۱۵] دلآوری، هادی و حیدری نژاد، حمید. "طراحی کنترل کننده پسگام مدلفزشی مرتبه کسری تطبیقی برای سیستم شناور مغناطیسی" *مهندسی مکانیک مدرس*، دوره: ۱۷، شماره: ۳، ص: ۱۸۷-۱۹۵، ۱۳۹۶.

¹Takagi-Sugeno (T-S) model

²Fuzzy approximators

³Sector nonlinearity

⁴Convex structure

⁵Linear Matrix Inequality (LMI)

⁶Solver

⁷Parallel Distributed Compensation (PDC)

⁸Two-axes gimbal

⁹Revolute joint

¹⁰Disturbance Rejection Stable Fuzzy Controller (DRSFC)

¹¹Disturbance Rejection Stable Fuzzy Controller (DRSFC) considering the uncertainties